



TITLE:

半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

伊與田, 功

CITATION:

伊與田, 功. 半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究. 京都大学, 1992, 博士(工学)

ISSUE DATE:

1992-03-23

URL:

<https://doi.org/10.11501/2964456>

RIGHT:

半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究

平成 3 年10月

伊與田 功

半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究

平成3年10月

伊與田 功

半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究

目 次

| | |
|--|----|
| 第1章 序論 | 1 |
| 1. 1 半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究の動向と問題点 | 1 |
| 1. 2 本研究の目的と意義 | 6 |
| 1. 3 本研究の内容梗概 | 6 |
| [補記] 各章の現象の分類と周波数領域の定義 | 9 |
| 第2章 電力系統故障時の電力変換装置の振舞 | 10 |
| 2. 1 緒言 | 10 |
| 2. 2 解析対象モデル系統と電力系統の不均衡故障時における簡易転流 可否判別法 | 11 |
| 2. 2. 1 解析対象モデル系統 | 11 |
| 2. 2. 2 諸仮定 | 16 |
| 2. 2. 3 簡易判別手法の解析手順 | 17 |
| 2. 2. 4 転流現象解析用等価回路と電圧源端子電圧の導出 | 18 |
| 2. 2. 5 転流可否判別式の導出 | 21 |
| 2. 3 解析対象モデル系統に対する転流可否判別法の適用 | 24 |
| 2. 4 解析対象モデル系統の詳細シミュレーションによる簡易転流可否 判別法の妥当性の検証 | 30 |
| 2. 5 結言 | 35 |
| 第3章 発電機と平滑用キャパシタを含む電力変換装置間の自励振動現象 | 36 |
| 3. 1 緒言 | 36 |

| | | |
|---------|-------------------------------|----|
| 3. 2 | 解析対象モデル系統と解析法 | 38 |
| 3. 2. 1 | 解析対象モデル系統 | 38 |
| 3. 2. 2 | 諸仮定 | 40 |
| 3. 2. 3 | 基礎方程式 | 40 |
| 3. 2. 4 | 微小変化量に関する基礎方程式と安定判別法 | 51 |
| 3. 3 | 自励振動現象の発生に及ぼす諸因子の影響 | 56 |
| 3. 3. 1 | 解析対象モデル系統の諸定数 | 56 |
| 3. 3. 2 | 平滑用リアクトルの抵抗の影響 | 56 |
| 3. 3. 3 | 発電機 q 軸制動巻線抵抗の影響 | 58 |
| 3. 3. 4 | 平滑用キャパシタと平滑用リアクトルの影響 | 59 |
| 3. 3. 5 | A V R 系の利得の影響 | 61 |
| 3. 4 | 実験による安定判別法の妥当性の検証 | 62 |
| 3. 4. 1 | 実験回路 | 62 |
| 3. 4. 2 | 妥当性の検証 | 63 |
| 3. 5 | 結言 | 66 |
| 第 4 章 | 原子力発電所の発電機と直流送電系統の両制御回路間の相互作用 | 67 |
| 4. 1 | 緒言 | 67 |
| 4. 2 | 解析対象モデル系統と解析法 | 69 |
| 4. 2. 1 | 解析対象モデル系統と解析対象現象 | 69 |
| 4. 2. 2 | 諸仮定 | 73 |
| 4. 2. 3 | 基礎方程式 | 79 |
| 4. 2. 4 | 基礎方程式の数値解析法 | 85 |
| 4. 3 | 交流母系統の線路故障に対する発電機－直流送電系統の過渡応答 | |
| | 解析 | 88 |
| 4. 3. 1 | 解析対象モデル系統の諸定数 | 88 |
| 4. 3. 2 | 交流母系統線路故障時の発電機－直流送電系統の計算結 | |

| | |
|---|-----|
| 果 | 90 |
| 4. 4 交流母系統線路故障時の発電機過速度防止制御装置 (OSP) の | |
| 作動可能性の検討 | 95 |
| 4. 4. 1 発電機OSPの作動条件 | 95 |
| 4. 4. 2 交流母系統線路故障によるOSP作動の有無 | 96 |
| 4. 5 交流母系統線路故障時の発電機OSP作動防止対策の検討 | 97 |
| 4. 5. 1 防止対策の整理 | 97 |
| 4. 5. 2 電圧依存電流指令値制御回路 (VDCL) の出力最小値 | |
| C _{omin} のOSP作動余裕 ΔP に対する影響 | 99 |
| 4. 5. 3 調相設備のサセプタンス B_c の ΔP に対する影響 | 100 |
| 4. 5. 4 故障継続時間 T_{flt} の ΔP に対する影響 | 100 |
| 4. 5. 5 C _{omin} の適正值 | 101 |
| 4. 6 結言 | 102 |
| 第5章 静止型無効電力補償装置 (SVC) による電力系統の安定化 | 104 |
| 5. 1 緒言 | 104 |
| 5. 2 解析対象モデル系統と解析法 | 106 |
| 5. 2. 1 解析対象モデル系統 | 106 |
| 5. 2. 2 基礎方程式 | 108 |
| 5. 2. 3 微小変化量に関する基礎方程式と制御回路設計法 | 117 |
| 5. 3 根軌跡法によるSVC制御回路の設計 | 125 |
| 5. 3. 1 解析対象モデル系統の諸定数 | 125 |
| 5. 3. 2 制御対象伝達関数の特性 | 126 |
| 5. 3. 3 SVC制御回路の設計 | 128 |
| 5. 3. 4 SVC制御回路の時定数の影響 | 130 |
| 5. 3. 5 重負荷時の制御回路 | 131 |
| 5. 4 根軌跡法によって設計したSVC制御回路の系統安定化に対する | |

| | |
|---|-----|
| 有効性の計算機シミュレーションによる検討 | 132 |
| 5. 4. 1 解析方法 | 132 |
| 5. 4. 2 静止キャパシタ補償の場合の数値解析結果 | 133 |
| 5. 4. 3 SVC補償の場合の数値解析結果 | 134 |
| 5. 4. 4 重負荷時の検討 | 135 |
| 5. 5 SVCの系統安定化に対する有効性の電力系統シミュレータによる実験的検討 | 137 |
| 5. 5. 1 電力系統シミュレータ | 137 |
| 5. 5. 2 SVCの系統安定化に対する有効性の検討 | 139 |
| 5. 6 結言 | 141 |
| 第6章 交直並列送電系統における高速再連係方式 | 143 |
| 6. 1 緒言 | 143 |
| 6. 2 簡易再連係可否判別法(1) : 並列交流送電線路のリアクタンス以外の系統インピーダンスを無視した場合 | 145 |
| 6. 2. 1 解析対象モデル系統 | 145 |
| 6. 2. 2 諸仮定 | 152 |
| 6. 2. 3 簡易再連係可否判別法 | 153 |
| 6. 3 解析対象モデル系統に対する簡易再連係可否判別法(1)の適用と妥当性の検証 | 161 |
| 6. 3. 1 解析対象モデル系統に対する簡易再連係可否判別法の適用 | 161 |
| 6. 3. 2 数値計算による簡易再連係可否判別法の妥当性の検証 | 162 |
| 6. 4 簡易再連係可否判別法(2) : 系統インピーダンスを考慮した場合 | 163 |
| 6. 4. 1 解析対象モデル系統 | 163 |
| 6. 4. 2 簡易再連係可否判別法 | 164 |

| | |
|--|-----|
| 6. 4. 3 解析対象モデル系統に対する簡易再連係可否判別法の適用 | 168 |
| 6. 5 高速再連係装置 (F R C) に必要な諸機能 | 170 |
| 6. 5. 1 電力変調機能 | 170 |
| 6. 5. 2 再連係時の遮断器の予測投入機能 | 174 |
| 6. 6 電力系統シミュレータによる簡易再連係可否判別法(2)の妥当性と F R C の諸機能の検討 | 176 |
| 6. 6. 1 電力系統シミュレータの構成と F R C の試作 | 176 |
| 6. 6. 2 F R C の検証実験結果 | 182 |
| 6. 7 結言 | 189 |
| 第 7 章 本研究成果の要点 | 191 |
| 謝辞 | 194 |
| 参考文献 | 195 |
| 付録 1 第 1 章の付録：本論文の使用変数，定数，記号一覧表 | 201 |
| 付録 2 第 2 章の付録：詳細ディジタルシミュレーションプログラム | 209 |
| 付録 3 第 3 章の付録： | 210 |
| 付録 3. 1 発電機モデル，変圧器モデルの座標変換行列 | 210 |
| 付録 3. 2 直流系の定数換算 | 219 |
| 付録 3. 3 交直変換部に関する単位化表現と転流現象による直流電圧降下の補正 | 221 |
| 付録 3. 4 基礎方程式から基礎微分方程式への展開 | 224 |
| 付録 4 第 4 章の付録：伝達関数ブロック図で表現された系統の過渡応答解析用プログラム | 233 |
| 付録 5 第 5 章の付録： | 234 |

| | | |
|---------|---|-----|
| 付録 5. 1 | SVC のサセプタンス変化に対する交流系統の過渡応答特性 . . . | 234 |
| 付録 5. 2 | 極, 零点配置と根軌跡の推定 | 245 |
| 付録 5. 3 | 電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラム | 247 |
| 付録 5. 4 | 電力系統シミュレータ | 251 |
| 付録 6 | 第 6 章の付録 : | 253 |
| 付録 6. 1 | 系統インピーダンスを考慮した等価回路における P_G と δ_G の関係 式 (6. 25) の係数の導出 | 253 |
| 付録 6. 2 | 並列交流送電線路脱落時の位相差計算 | 256 |

第1章 序論

1. 1 半導体電力変換装置を含む電力系統に関する研究の動向と問題点

1882年にE d i s o n氏が直流による商用電力流通事業を初めて以来、電力系統はその量及び質の両面において大きく進歩して来ている。その間、変圧器の発明で、交流送電が効率等の面で有利となり主流を占めるようになった。現在では、日本全体で、電力系統は1億kVAの発電設備を擁する巨大系統になり⁽¹⁾、しかも、電圧、周波数、波形、停電の頻度等の電力の質を示す指標において世界的にも非常に高品質の電力が供給されている⁽²⁾。この間、発電機本体に関しては、P a r k氏、C o n c o r d i a氏等による、2軸座標変換法の導入⁽³⁾、複雑で大規模な電力系統の解析における計算機数値解析技術の応用⁽⁴⁾、さらに、D o m m e l氏等による送電系統の電磁過渡現象の解析等⁽⁵⁾、多くの研究がなされ、電力系統工学という一つの学問分野を形成するまでに至った。

一方、1874年に鉱石検波器が発明され、1954年にトランジスターが米国ベル研究所のS h o c k l e y氏等によって開発されて以来、半導体の進歩は著しいものがある。

すなわち、情報の分野では大規模集積回路が驚異的に発達し、装置の制御回路への応用からデジタル計算機への応用へと進み、従来の大型計算機と同等の機能が1チップの素子で実現出来るCPUや、4Mbit RAMまで実現されているが、それだけでなく、電力を扱う分野でも、家電品用のダイオードから直流送電用の2500A、5000Vの光直接点弧のサイリスタまで、多岐にわたって半導体が応用され、鉄と並んで産業の基幹要素となっている。この中で、電力制御への応用は、直流電力を必要とする電子機器の電源、電動機の制御を中心に1960年代より積極的に行われ、例えば、K r o n氏の座標変換理論を応用した誘導機のベクトル制御といわれるような種々の応用研究が報告されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。この分野は、通信機器のように情報を扱うのではなく、電力を扱う電子機器ということからパワーエレクトロニクスと呼ばれ、やはり、一つの学問分野を形成するまでに至っている。

しかし、従来この電力系統工学とパワーエレクトロニクスという二つの分野は互いに独立に研究が行われて来た。それは、半導体電力変換装置の容量が、電力系統の規模に比べて小さかったためである。例えば、電力系統の負荷に関する大山氏等の実測調査報告等があるが⁽⁸⁾、電力系統の解析においては、一般負荷だけの性質を考えておけば問題はなく、半導体電力変換装置の特性を考慮する必要性はなかった。一方、半導体電力変換装置の解析においても、電力系統は巨大であり、電圧及び周波数の一定な理想電源と考えて問題な

かった。例えば、半導体電力変換装置の動作に関するUhlmann氏やKimbarck氏の理論検討があるが、電力系統は常に理想電圧源として解析を行っている⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

ところが、1970年代初頭の石油危機に伴う省エネルギー指向で、総合効率の高い半導体電力変換装置を用いた電動機制御が、産業各分野で、広く用いられるようになった。また、マイクロプロセッサ等、電子デバイスの発達により、従来大きなスペースを必要としコストの高かった半導体電力変換装置の制御回路が、小型化低コスト化され、信頼度も向上した事から一般機器にも半導体電力変換装置が応用されるようになってきている。

一方、OA機器等、最近の情報機器、電子機器、家庭用電気機器の多くは直流電源を必要とするので、電源回路に半導体電力変換装置を含んでいる。また、非常用自家無停電電源装置(UPS)、インバータ応用エアコン、インバータ蛍光灯等、新しい機器にも半導体電力変換装置が用いられて来ている。

以上のような状況から、電力系統と半導体電力変換装置間の相互作用による問題が増加する傾向にある。しかし、この問題は二つの分野の境界領域に関係するものであり、筆者がこの問題に関与した時点では、相互作用に関する確立した解析手法はほとんど報告されておらず、最近では直流送電、無効電力補償装置を中心に半導体電力変換装置と電力系統の相互作用についての研究が報告されつつあるが⁽¹¹⁾、まだまだ、ケースバイケースで対処されているのが現状である。

一口に相互作用による現象といっても種々のものがある。以下、本研究の対象とした現象を周波数領域で整理し、それぞれ研究動向と問題点について簡単に述べる。なお、現象と周波数領域の定義については、本章末の【補記】で説明する。

半導体電力変換装置を含む電力系統において、両者の間の相互作用に起因する現象のうち、商用周波数よりも高い周波数領域の現象に属するものとして、電力系統故障時における半導体電力変換装置の転流現象問題がある。転流現象とは、半導体電力変換装置において直流系統と交流系統を結ぶスイッチング素子が交流系統の位相変化に従って順次切り換わっていく現象である。これは、ほぼ80～320Hzの周波数領域の現象である。

交流系統に故障が発生した場合、転流失敗が大きな問題になる半導体電力変換装置として直流送電系統の電力変換装置がある。例えば、直流送電系統の逆変換所に接続されている交流系統で線路故障が発生すると、交流系統の電圧が低下し逆変換装置転流失敗を生じて正常な運転の継続ができなくなる場合がある。従って、直流送電系統の信頼度を検討する場合には、交流系統の故障と変換装置の転流失敗による直流送電系統の運転支障の相互関係を把握する必要がある⁽¹²⁾。

従来、この種の解析には瞬時値を扱う詳細な系統の計算機シミュレーションが用いられ

てきたが^{(13) (14)}，この方法では，系統を表すのに変換所を構成する個別のサイリスタ，抵抗，キャパシタ，送電線路，変圧器等に関する膨大な入力データを必要とし，しかも頻度の高いサイリスタの開閉を考慮して過渡現象解析を行うため膨大な計算時間を必要とするという問題があった。

このため，従来の直流送電プロジェクトでは，我国でも諸外国でも，直流送電装置の縮小モデルを用いたシミュレータが多く利用されてきた^{(15) (16) (17) (18) (19) (20)}。しかし，この場合はシミュレータの構成あるいは規模に起因する限界があり^{(21) (22)}，発電機が数10台も存在する大規模な系統をそのまま模擬することは不可能で，数台の発電機を含む等価な簡略モデルで表現されるのが普通であり，故障点を実系統に合わせて設定することは困難であった。

次に商用周波数よりも低い周波数領域の現象として，まず発電機と半導体電力変換装置の間の相互作用による自励振動現象がある。これは，数～10数Hzの周波数領域の現象である。

最近，発電機と半導体電力変換装置を組み合わせ，計算機への電力供給を行った所，半導体電力変換装置の平滑用リアクトル電流等に数～10数Hzの周波数の自励振動が発生することが報告された。このような自励振動現象が発生すると，無停電電源装置の出力である交流電力も影響を受け，場合によっては電力を供給している計算機の正常な業務が阻害される場合もある。このため，振動現象を防止する何等かの対策が必要になった。

自励振動現象には，非常用自家発電設備の発電機の制動巻線回路の抵抗，無停電電源装置の直流系統に設置された平滑用キャパシタのキャパシタンス，無停電電源装置が発電機より供給を受ける電力の大きさなどが大きく影響することが報告されており⁽²³⁾，上記自励振動現象を解析するためには，発電機の制動巻線回路を考慮した交流系統，平滑用キャパシタを考慮した直流系統を扱う必要があるが，そのような解析法及び解析のためのモデルはまだ確立されていない。

従来，この種の系統の現象解析でも，前述した瞬時値を扱う詳細な系統の計算機シミュレーションを用いるのが一般的であった⁽²⁴⁾。しかし，この方法を自励振動現象の検討に用いる場合，先に述べた問題以外に，

- (1) 計算機シミュレーションによって過渡現象を解析し，その系統が安定かどうか判断するためには，長い計算時間を必要とする。
- (2) 安定と不安定の境界では振動が持続的であり，安定か不安定かの判別が難しい。
- (3) ある運用状態が安定であったとしても，その状態に至る中間的な状態で不安定であると，安定な運用状態に至ることが出来ず，不安定と判別する可能性がある。

などの問題があり、同法を用いて多くの動作条件で安定判別を行い、系統と振動現象の関係を総合的に把握することは困難であった。

また、交流系統の解析で用いられているように、半導体電力変換装置を有効電力要素と無効電力要素の合成で表わして解析する方法では、電源装置の直流側の素子の特性、特に平滑用キャパシタの特性を考慮できず、自励振動現象を再現することが困難であった。

その次に低い周波数領域の現象として、半導体電力変換装置の制御回路が関与するものがある。これは、ほぼ5～8 Hzの周波数領域の現象である。

現在のみならず将来においても、我が国の電力源の主要なものは原子力発電所であり、また、その立地は消費地域から離れた所となると考えられる。そのため送電系統としては、長距離送電に適した直流送電系統が有望である。そこで原子力発電所と直流送電系統が結合した系統の諸特性を検討したところ、直流送電系統の逆変換所側の交流系統で送電線の地絡故障が発生すると、原子力発電所の発電機と直流送電系統双方の制御回路が相互作用を起こし、その様相が拡大し大規模な系統擾乱となることが判明し^{(25) (26)}、同現象の詳細な検討が必要になった。

故障拡大現象はその影響が10数sにも及ぶ長時間現象であるが、地絡故障が故障拡大現象にまで発展するか否かは、地絡故障が発生してから交流系統の保護装置によって故障が除去され系統電圧が回復するまでの10数ms～数100ms程度の期間の現象を検討すれば判別できる。

この種の現象の解析でも、瞬時値を扱う詳細な系統の計算機シミュレーションを利用する方法が考えられる^{(14) (27)}。しかし、この方法を適用した場合、

(1) 扱う対象が直流送電系統、交流送電系統、発電機の回転運動系および調速器、発電機の過速度防止制御装置(O S P)等多岐にわたる上、交直変換器を構成する個々のサイリスタをすべて考慮する必要があるので大量の入力データを作成する作業と膨大な数値計算が必要になる。

(2) 交直変換器の転流現象をシミュレーションするためには、計算きざみ幅を数100 μ s以下にする必要があるが、このようなきざみ幅で数100msの現象のシミュレーションを行うと膨大な計算時間が必要になる。

(3) 仮にシミュレーションが可能であるとしても瞬時値波形では本章で扱う現象における変換所の調相設備の影響を説明することが困難である。
といった問題がある。

次に低い周波数領域の現象として静止型無効電力補償装置(S V C)を含む電力系統の

系統動揺現象がある。これは、ほぼ $0.2 \sim 1 \text{ Hz}$ の周波数領域の現象である。

SVCは最初交流系統の状況に合わせて交流系統に供給する無効電力を変化させ、系統電圧を維持するために開発されたが^{(28) (29) (30)}、その後無効電力の制御により、系統安定度を向上させ得ることに注目された。例えば、Thanawara氏、伊能氏、Czech氏、有働氏らにより送電線路の中間地点の電圧を一定に維持して安定度を向上させる方法が研究開発されている^{(31) (32) (33) (34)}。しかし、この方法では無効電力を非常な高速で制御する必要があり、また、制御する無効電力が送電電力の $20 \sim 30\%$ に達することが判明した。また、Olwegard氏らにより送電線路の電力を検出し、その変化率が大きい時に系統にキャパシタを併入したり、逆に除去することで、系統の過渡安定度を向上させる方法が研究されたが⁽³⁵⁾、この場合は応答が遅くなり、またキャパシタは離散値的な変化しかできないため、系統の連続的な安定度向上には効果がなかった。また、Mathur氏らは、界磁回路の時定数が長いために従来の電圧制御を行いにくい超電導発電機の出力端にSVCを並列設置し、SVCにより電圧制御を行う方法を研究すると共に、その中で、SVCの制御信号に補助信号として、周波数信号を加えることで電力系統の安定化が図られることを示唆しているが^{(36) (37)}、その設計方法については十分検討しておらず、過渡現象シミュレーションの結果のみを示している。

さらに低い周波数領域の現象として、交直並列送電系統において故障除去のために遮断された並列交流送電線路を再連係する際に生じる現象がある。これは、ほぼ $0.05 \sim 0.2 \text{ Hz}$ の周波数領域の現象である。

交直並列送電系統において、並列交流送電線路が故障除去のため遮断されると、発電機と交流母系統が直流送電線路のみで接続され、交流系統として独立した2個の系統に分離してしまうという問題がある。系統分離状態は種々の問題があるので、遮断された交流送電線路を速やかに再接続し、分離した系統を迅速に再連係する必要がある^{(38) (39) (40)}。

しかし、この場合、次のような検討課題がある。すなわち

(1) 再連係時の両系統間の周波数差の問題がある。電力系統の信頼度を維持するためには短時間の内に分離した系統を故障前の状態に戻す必要があるので、再連係後発電機が脱調しない周波数差の範囲を求め、周波数差がその範囲にはいれば直ちに同期投入する新しい投入方式を開発する必要がある。

(2) 再連係後の動揺の問題がある。本再連係においては周波数差が大きい内に遮断器の投入を行うので、投入後大きな系統動揺が発生する。この動揺は、系統にとって望ましくないもので、この動揺を速やかに抑制する手段について検討する必要がある。

(3) 遮断器の動作時間遅れによる再連係時の遮断器両端の電圧位相の誤差の問題がある。再連係する両系統間の周波数差が大きいと、たとえ遮断器両端の電圧の位相差が0の

時に遮断器投入指令を発生しても、実際に遮断器が閉じられる時には遮断器の動作遅れ時間によって大きな位相差を生じてしまうので、周波数差が大きくても投入時の位相差を生じない工夫が必要である。

しかし、交直並列送電は今までに例のない送電方式であるので、従来上記の3課題に関して検討された例はない。また、非同期状態にある2個の交流系統を連係する例としては、起動した発電機を交流系統に併入する場合が挙げられるが、発電機の併入は緊急性のない操作であり、発電機と交流系統の周波数差が十分小さくなってから実施するので、脱調に至らない周波数差の範囲を検討した例はない。

1. 2 本研究の目的と意義

前節で述べた諸点にかんがみて、本論文では、上記した5つの周波数領域の半導体電力変換装置と電力系統間の相互作用に関し、筆者が行って来た研究を体系的にまとめる。半導体電力変換装置は半導体素子の高速スイッチング動作を利用しており、従来、解析にはアナログシミュレータや瞬時値を変数とする数値計算が必要であると考えられていたが、本研究では各領域で問題となる現象を計算の容易な実効値を変数とする方程式で表現し、次に、同方程式による解析手法を考案し、それによって諸現象を解析する。また、必要に応じて、瞬時値を変数とする数値計算や系統解析用シミュレータを用いる実証実験の結果と比較し、実効値を変数とする著者の解析手法の妥当性を検討するとともに、得られた諸解析結果を吟味することを目的にしている。

なお以下の各章において、交流系統の不平衡故障に対しても適用可能な簡便な交直変換器の転流可否判別法、発電機と無停電電源装置で構成される系統における自励振動発生の有無の判別法、原子力発電所の発電機と直流単独送電系統の両制御回路間の相互作用の解析手法などを提案している。さらに、SVCを含む電力系統の安定度を向上させるためのSVCの制御方式や設計方法、交直並列送電系統における高速再連係方式を提案する。

また、本論文で得られた研究成果は、既に、電力系統計画業務におけるフィージビリティスタディや実際の装置設計に利用されて有効な結果が得られおり、今後増大すると考えられる半導体電力変換装置と電力系統間の相互作用の検討に対して大いに貢献するものと考えられる。

1. 3 本研究の内容梗概

本研究は本章を含めて7章からなる。

第2章では、電力系統故障(不平衡故障を含む)により、半導体電力変換装置(具体的には直流送電系統の逆変換所変換器)の転流がどのように影響を受けるかを検討している。まず、交流系統の潮流計算と故障計算で、系統の各点の故障に対して逆変換所用母線の電圧がどのように変化するかを求め、その電圧状態、転流リアクタンス、平滑用リアクトル電流などに基つき転流の可否を判別する不平衡故障の場合にも適用できる新しい簡易な転流可否判別法を提案している。解析対象モデル系統に同法を適用して検討し、交流系統故障により次に導通状態になるサイリスタが接続された相(点弧相)の電圧が下がり、転流のための電圧が小さくなるほど、点弧相の点弧進み角が小さくなるほど、また、直流送電電力が大きいほど転流失敗を生じ易くなることを明らかにする。また、モデル系統の詳細デジタルシミュレーションによる解析結果と比較し、同判別法が系統計画時の系統解析用としては十分な精度を持ち、転流失敗を生じる相の予測まで可能であることを確かめる。

第3章では、発電機を主体とする交流系統と平滑用キャパシタを含む電力変換装置とで構成される電力系統で発生する自励振動現象を検討している。解析対象モデル系統を交流系統、直流系統、交直変換部に分け、それぞれの変数を単位法表現で統一し、全系統を統一的に表現する基礎方程式を導出する。さらに同方程式より、所定の運転状態近傍における微小変化量に関する微分方程式を導出し、かつ同微分方程式の係数行列の固有値により自励振動発生の有無を判別する手法を提案している。また本手法を用いて自励振動現象は発電機の制動巻線抵抗やAVRの利得、直流系統の平滑用リアクトルの抵抗や平滑用キャパシタのキャパシタンスなどに大きく影響されること、系統の非線形性のため変換装置の負荷がごく軽い時は発生せず、中負荷状態になると発生し、さらに負荷が重くなると再び発生しなくなるという特徴をもつことなどを明らかにし、かつ実験により確かめる。

第4章では、原子力発電所の発電機の制御回路と直流送電系統の制御回路間の相互作用を解析するため、第3章で導出した基礎方程式の内、交流線路の方程式は発電機の電機子電流が振幅と位相で把握できるように複素数表示による方程式に変換し、かつ、直流系統の方程式には直流送電系統の制御回路を表わす方程式を加えて新しい基礎方程式を導出する。次に、同方程式を用いて数値解析を行い、交流母系統で線路故障が生じ、逆変換所変換器が転流失敗した場合の発電機電機子電流の振舞いを求め、その振舞いには直流送電系統の平滑用リアクトル電流のみならず順変換所の調相設備のサセプタンスが関与していることを明らかにする。さらに直流送電系統の制御回路の特性を従来の設計のままとした場合、交流母系統の線路故障により発電機の過速度防止制御装置(O S P)が作動し、結果的に交流母系統が直流送電系統より受電する電力が約2 s間低下するという現象に拡大することを確かめる。さらに、O S Pの作動と順変換所の電圧依存電流指令値制御回路(V D C L)の出力最小値、順変換所の調相設備のサセプタンス、故障継続時間などの関係を吟味

し、OSPの作動を抑制するためのVDCLの改良法を提案する。

第5章では、SVCによる電力系統の安定化について検討している。まず、第3章の基礎方程式をSVCを含む電力系統の解析が十分できる程度に簡略化するとともに、得られた方程式より検討しようとする運転状態近傍の微小変化量に関する線形基礎方程式を導出し、同方程式を整理して電力系統の特性を伝達関数の形で表現する。一方、SVCを、電力系統の送電電力を入力とし系統からSVCをみたサセプタンスを出力とした伝達関数で表現する。それら2つの伝達関数より、SVCを電力系統に導入した場合の系統特性を表わす特性方程式を導出し、かつ同方程式の根軌跡を用いたSVC制御回路の設計法を提案する。さらに、同設計法の有効性を確認するため、数値解析とSVCの縮小モデル装置と組合せた電力系統シミュレータによる実験を行う。

第6章では、交直並列送電系統において、故障除去のために遮断された並列交流送電線を再接続し、遮断により分離された発電機を含む順変換所側交流系統と隣接交流系統を高速で再連係する方式について検討している。まず、発電機の回転運動方程式に交直並列送電系統の諸条件を加味して再連係時の周波数偏差と再連係後の隣接交流系統を模擬する無限大容量発電機の回転子位相を基準とする発電機回転子の位相差動揺の関係を明確にするとともに、簡易再連係可否判別法を導出する。さらに、再連係後の電力動揺を速やかに抑制する直流送電系統の制御方式および投入時の位相誤差を防ぐ遮断器投入信号発生方式について検討し解決策を提案する。最後に、それらの方式を用い、さらに並列交流送電線路遮断時の順変換所側交流系統の周波数上昇抑制機能を加えた高速再連係装置を試作し、かつ電力系統シミュレータと組合せた実験により、同装置を用いると高速再連係が効果的に行えることを確認し、提案した解決策が有効であることを明らかにする。

第7章は結論で本研究で得られた研究成果を要約している。

〔補記〕 各章の現象の分類と周波数領域の定義

本論文では、前述したように現象を周波数領域で分類した。これは、系統解析でよく行われていることであり、経験的、感覚的にはわかるが、定量的な指標は明確でない。そこで、本論文では、以下のような定義により現象の周波数領域を決めることにする。

- 1 振動現象については、その振動周波数で定義する。
- 2 非振動現象については、単位法で表した主要変数の時間変化率と等しい最大変化率を持つ振幅1の正弦波の周波数をその現象の周波数と定義する。

この定義により各章の現象を分類すると表1. 1のようになる。

表1. 1 各章の現象の分類

| 章 | 現象（振動または非振動） | 主要変数 | 周波数領域 |
|-----|-------------------------------|----------------------------|--------------|
| 第2章 | 転流（非振動） | 理想正弦波電圧源のa相電流 (i_a) | ほぼ80～320Hz |
| 第3章 | 自励振動（振動） | 平滑用リアクトル電流(i_{dc}) | 数～10数Hz |
| 第4章 | 転流失敗時の電流変化(非振動) | 発電機の電機子電流の大きさ (i_g) | ほぼ5～8Hz |
| 第5章 | 電力動揺（振動） | 発電機出力(P_g) | ほぼ0.2～1Hz |
| 第6章 | 並列交流線路遮断時の順変換所側交流系統の周波数変化(振動) | 順変換所側交流系統の周波数 (f) | ほぼ0.05～0.2Hz |

第2章 電力系統故障時の電力変換装置の振舞

2. 1 緒言

半導体電力変換装置を含む電力系統の解析の内、時間領域において変化の速い現象、すなわち周波数領域でいえば商用周波数よりも高い領域の現象の解析に属するものとして、電力系統故障時における半導体電力変換装置の転流現象の解析がある。転流現象とは、変換装置において直流系統と交流系統を結ぶスイッチング素子が交流系統の位相変化に従って順次切り換っていく現象であり、ほぼ80Hz～320Hzの周波数領域の現象である。

転流方式には、自励変換装置に用いられる強制転流方式と、他励変換装置に用いられる自然転流方式があるが、後者の場合、転流が交流系統の状態に依存するので、交流系統に故障が発生した場合転流ができなくなることがある。このいわゆる転流失敗が大きな問題になる半導体電力変換装置として、直流送電系統の電力変換装置がある。転流失敗を防ぐため、交流系統の状態に依存しない強制転流方式を用いた自励変換装置も研究されているが⁽²⁷⁾、大容量の装置ができないため、直流送電系統では、交流系統の電圧に依存する転流方式で転流を行っている。このため、直流送電系統の逆変換所に接続されている交流系統で線路故障が発生すると電圧が低下し転流失敗を生じて正常な運転の継続ができなくなる。従って、電力系統計画において、直流送電系統による送電を計画した場合には、交流系統の故障と転流失敗による直流送電系統の運転支障の相互関係を把握する必要がある⁽¹²⁾。

従来、この種の解析には瞬時値を扱う詳細な系統の計算機シミュレーションが用いられてきたが⁽¹³⁾、この方法では、系統を表すのに変換所を構成する個別のサイリスタ、抵抗、キャパシタ、送電線路、変圧器等、膨大な入力データを必要とし、しかも頻度の高いサイリスタの開閉を考慮して過渡現象解析を行うため膨大な計算時間を必要とするという難問題が有った。

このため、従来の直流送電プロジェクトでは、我国でも諸外国でも、直流送電装置の縮小モデルを用いた電力系統シミュレータが多く利用されてきた。しかし、この場合はシミュレータの構成あるいは、規模に起因する限界があり、特に交流系統側は、発電機が数十台も存在する大規模な系統をそのまま模擬することは不可能で、数台の発電機を含む等価な簡略モデルで表現されるのが普通であり、故障点を実系統に合わせて設定することは難しかった。

本章では、上述したような過渡現象解析を行わず、しかも複雑な構成を持つ交流系統に

おける不平衡故障に対しても適用可能な簡便な逆変換所変換器の転流可否判別法を提案する。本法は従来の平衡電圧状態における転流解析理論⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾を新たな仮定を設けて拡張したもので、厳密なものではないが、2線短絡(2LS)故障を例として、複数の故障点に対し、本法による判別結果と詳細シミュレーションによるそれとの比較を行って両者が良く一致することを示すと共に、系統計画段階で系統故障に対する電力変換装置の動作を判別するのに十分有効であることが確かめられる⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾。

なお、本章の解析対象モデル系統の中性点接地方式は、高抵抗接地方式であり、地絡故障に関しては近似的に非接地として扱える。従って、1線地絡故障時には、直流送電系統の変換器に加わる電圧は定常時と同じであり、転流は問題なく行われる。また、3線地絡時には、電圧は平衡状態のまま低下するので、従来の整流理論をそのまま適用できる。以上のような理由から、本章では、1線地絡、3線地絡問題を検討せず、2線短絡故障問題だけを検討することにした。

2.2 解析対象モデル系統と電力系統の不平衡故障時における簡易転流可否判別法

2.2.1 解析対象モデル系統

図2.1に解析対象モデル系統を示す。同図を含め本章で使用した変数、定数、記号は表2.1で一括して説明している。同モデル系統は、順変換所側交流系統、順、逆変換所、直流送電線路、並列交流送電線路、交流母系統(多くの発電機、負荷、交流送電系統で構成される巨大系統を本論文では交流母系統と呼ぶことにする)で構成されている。

同図において、順変換所側交流系統は、発電機 G_1 、発電機の昇圧変圧器 T_{G1} 、発電所用母線 B_{GEN} 、順変換所側交流送電線路 TL_1 、 TL_2 で構成されている。実際の系統では複数の発電機があるが、本章の解析では、それを一個の理想交流電圧源で表わすこととする。また、 TL_1 、 TL_2 の正相リアクタンスを X_1 とする。

順変換所DCSRは、順変換所用母線 B_{REC} 、Y-Y結線の変換器用変圧器 T_{R1} 、Y- Δ 結線の変換器用変圧器 T_{R2} 、変換器 Rec_1 、 Rec_2 、調相設備SC、平滑用リアクトルDCLで構成されている。 Rec_1 と Rec_2 は直列に接続され、いわゆる12相運転している。この構成は直流送電の殆どの変換所が高調波対策上12相運転を基本としている点を考慮して選定した。SCは Rec_1 、 Rec_2 が受電する無効電力を補償するために設置されている。 T_{R1} 、 T_{R2} の漏れリアクタンスを X_{TC} 、SCのアドミッタンスを \dot{Y}_c 、SCのサセプタンスを B_c 、DCLのインダクタンスを L_D とする。

順変換所側交流系統

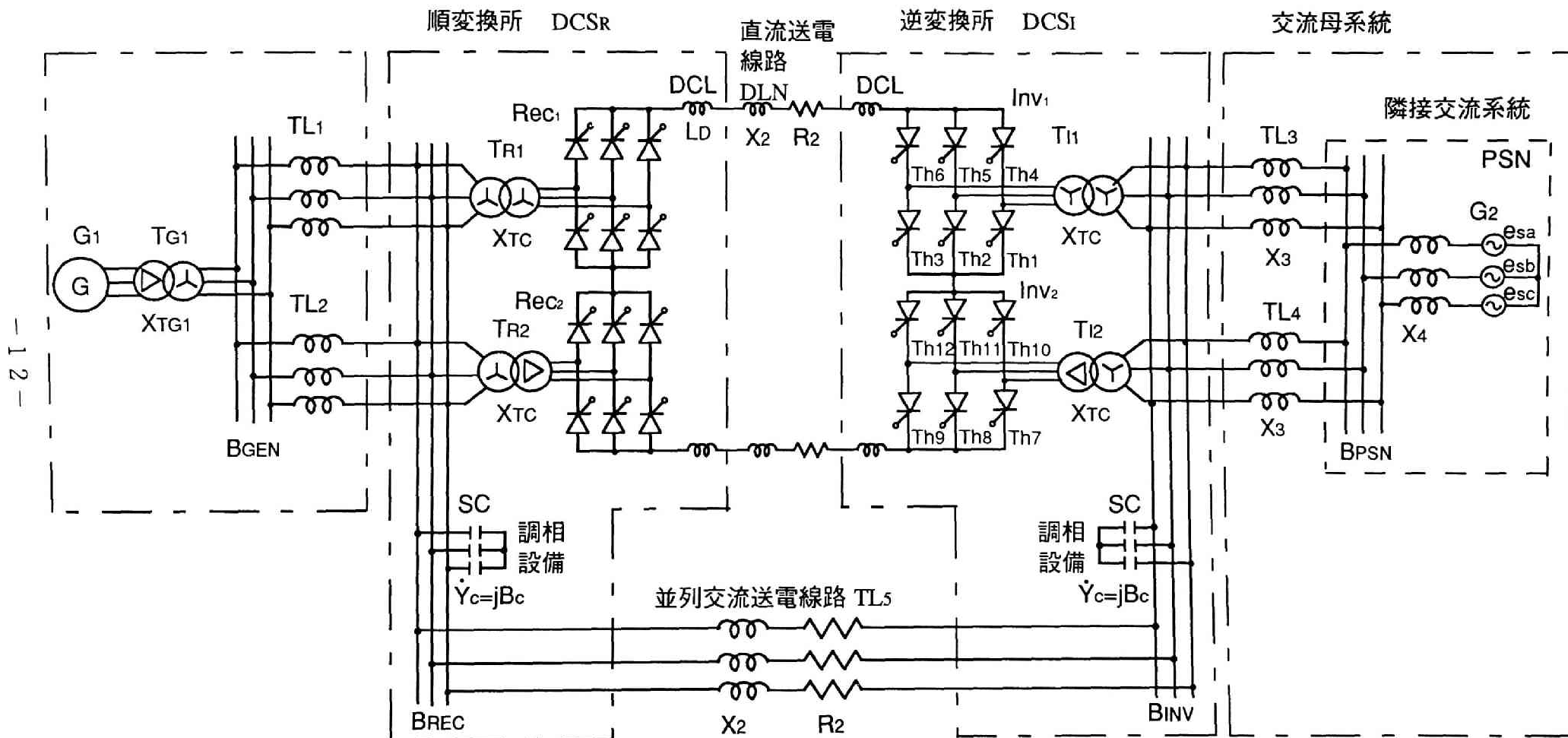


図 2.1 解析対象モデル系統図

表 2. 1 使用変数，定数，記号一覧表

〔発電所〕

発電機

| | | | |
|--------------------------|---|--------------------|---------|
| G_1 | : | 発電機 | |
| e_{Ga}, e_{Gb}, e_{Gc} | : | G_1 の各相の発生電圧 | (pu) |
| P_G | : | 発電機出力 | (pu) |
| T_{G1} | : | 発電機の昇圧変圧器 | |
| X_{TG} | : | T_{G1} の漏れリアクタンス | (pu) |
| B_{GEN} | : | 発電所用母線 | |
| ω_0 | : | 発電機の定格角周波数 | (rad/s) |

〔順変換所〕

順変換器

| | | | |
|----------------|---|---|------------|
| DCS_R | : | 順変換所 | |
| B_{REC} | : | 順変換所用母線 | |
| SC | : | 調相設備 | (逆変換所でも同じ) |
| DCL | : | 平滑用リアクトル | (逆変換所でも同じ) |
| Rec_1, Rec_2 | : | 順変換所の変換器 | |
| V_{dr} | : | 順変換所側直流電圧 | (pu) |
| P_R | : | 順変換所の変換器が受電する有効電力 | (pu) |
| \dot{Y}_c | : | 順変換所の調相設備 SC のアドミタンス | (逆変換所でも同じ) |
| B_c | : | \dot{Y}_c のサセプタンス ($\dot{Y}_c = j B_c$) | (逆変換所でも同じ) |
| L_D | : | DCL のインダクタンス (H/Ω) | (逆変換所も同じ) |

変圧器

| | | | |
|----------|---|--|------|
| T_{R1} | : | Y-Y結線の変換器用変圧器 | |
| T_{R2} | : | Y-Δ結線の変換器用変圧器 | |
| X_{TC} | : | T_{R1}, T_{R2} の漏れリアクタンス (後示の T_{I1}, T_{I2} の場合も同じ) | (pu) |

〔逆変換所〕

| | | | |
|----------------|---|---------------|--|
| DCS_I | : | 逆変換所 | |
| B_{INV} | : | 逆変換所用母線 | |
| Inv_1, Inv_2 | : | 逆変換所の変換器 | |
| T_{I1} | : | Y-Y結線の変換器用変圧器 | |
| T_{I2} | : | Y-Δ結線の変換器用変圧器 | |

- X_{TC} : T_{I1} , T_{I2} の漏れリアクタンス (pu) (順変換所と同じ)
 DCL : 平滑用リアクトル (順変換所と同じ)
 L_D : DCL のインダクタンス (H/Ω) (順変換所と同じ)
 v_{di} : 逆変換所側直流電圧 (pu)
 i_{dc} : 平滑用リアクトル電流
 I_d : i_{dc} の定常値
 β : 逆変換所の点弧進み角 (rad)
 u : 転流重なり角 (rad)
 γ : 転流余裕角 (rad)
 $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$: 逆変換所用母線 B_{INV} の各相電圧 (実効値ベクトル)
 V_{Ia}, V_{Ib}, V_{Ic} : 逆変換所用母線 B_{INV} の各相電圧 (瞬時値)
 $\dot{E}_{va}, \dot{E}_{vb}, \dot{E}_{vc}$: I_{nv1} から T_{I1} を介して見た $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$
 $\dot{E}_{da}, \dot{E}_{db}, \dot{E}_{dc}$: I_{nv2} から T_{I2} を介して見た $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$
 $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$: 理想正弦波電圧源の電圧 (ベクトル)
 E_a, E_b, E_c : $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ の大きさ (pu)
 $\delta_a, \delta_b, \delta_c$: 故障前と故障中の $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ の各位相差 (rad)
 e_a, e_b, e_c : 理想正弦波電圧源の電圧 (瞬時値) (pu)
 i_a : 理想正弦波電圧源の a 相電流 (瞬時値)
 T_c : 故障後の c 相電圧が負から正に変化する時間
 T_A : 故障中の a 相電圧が負から正に変化する時間
 T_F : Th_1 を点弧する点弧パルスの発生時間
 T_E : 転流終了時間
 T_S : 転流電圧反転時間
 ACL_a, ACL_b, ACL_c : 交流リアクトル
 $Th_1 \sim Th_{12}$: 逆変換器用サイリスタ
[直流送電線路]
 DLN : 直流送電線路
[順変換所側交流系統]
 TL_1, TL_2 : 順変換所側交流送電線路
 X_1 : TL_1, TL_2 のリアクタンス (pu)
[並列交流送電線路]
 TL_5 : 並列交流送電線路
 X_2 : TL_5 のリアクタンス (pu)

R_2 : TL_5 の抵抗 (pu)

P_{AC} : TL_5 で送られる有効電力 (pu)

[交流母系統]

TL_3, TL_4 : 交流母系統側交流送電線路

X_3 : TL_3, TL_4 のリアクタンス (pu)

PSN : 隣接交流系統

B_{PSN} : 隣接交流系統(PSN)の母線

G_2 : PSN を模擬する無限大容量発電機

X_4 : PSN の内部リアクタンス (pu)

e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} : G_2 の各相の発生電圧

次に、逆変換所 DCS_I の構成は順変換所 DCS_R と同じで、逆変換所用母線 B_{INV} 、Y-Y結線の変換器用変圧器 T_{I1} 、Y- Δ 結線の変換器用変圧器 T_{I2} 、変換器 Inv_1 、 Inv_2 、調相設備、平滑用リアクトル DCL で構成されている。 $Th_1 \sim Th_{12}$ は逆変換器用サイリスタである。 Inv_1 と Inv_2 は直列に接続され、やはり12相運転をしている。また、この変換装置が受電する無効電力を補償するため3相のキャパシタから成る調相設備が設置されている。 X_{TC} 、 Y_c 、 B_c 、 L_D は DCS_R の場合と同じである。

DCS_R と DCS_I の間は、直流送電線路 DLN と並列交流送電線路 TL_5 で結ばれている。 TL_5 のリアクタンスを X_2 、抵抗を R_2 とし、 DLN のインピーダンスは TL_5 のインピーダンスと等しいとする。

交流母系統は、交流母系統側交流送電線路 TL_3 、 TL_4 、と隣接交流系統 PSN で構成されている。実際の PSN は多くの発電機や負荷と交流送電系統で構成される巨大系統であるが、本章の解析対象モデル系統では、母線 B_{PSN} と内部リアクタンス X_4 と回転子が基準回転速度で回転する無限大容量発電機 G_2 で構成されているとする。また、 G_1 より直流送電系統、並列交流送電線路を介して送られてきた電力は G_2 に吸収される。

なお、変換器用変圧器 T_{R1} 、 T_{R2} 、 T_{I1} 、 T_{I2} の漏れリアクタンスはすべて等しく X_{TC} であるとする。

モデル系統の上記した諸定数 $X_1, X_2, X_3, R_2, X_{TC}, B_c, L_D$ の値を表2.2に示すが、単位がpuのものは単位を省略した。 X_1, X_2, X_3 のリアクタンス値欄の括弧の中に実際の送電線の長さを示す。リアクタンス値と比例していないのは、送電電圧階級が異なっていることなどによる。

表 2. 2 解析対象モデル系統の諸定数

(基準定格電力150MVA, 定格線間電圧実効値275kV

交流系統定格周波数60Hz)

〔順変換所〕

順変換器

$$B_c = 0.7, L_D = 0.013 (\text{H}/\Omega)$$

変圧器

$$X_{TC} = 0.498$$

〔順変換所側交流系統〕

$$X_1 = 0.376 (20 \text{ km})$$

〔並列交流送電線路〕

$$X_2 = 0.551 (180 \text{ km}), R_2 = 0.111$$

〔交流母系統〕

$$X_3 = 0.250 (80 \text{ km})$$

2. 2. 2 諸仮定

簡易転流可否判別式の導出にあたっては、以下の仮定を設ける。すなわち、

- (1) 故障前におけると同様、故障中においても平滑用リアクトル電流 i_{dc} は一定で、
 $i_{dc} = I_d$ とする。
- (2) 変換器用変圧器の漏れリアクタンス X_{TC} に比べ、 B_{INV} における交流母系統の短絡インピーダンスは十分小さい。
- (3) 電圧源は基本周波数成分だけの正弦波電圧源とする。
- (4) 点弧回路は故障中においても故障前と同じ周期で点弧パルスが発生するものとする。(等間隔パルス制御)
- (5) サイリスタは順方向電圧降下0, ターンオフ時間0の理想サイリスタとする。
- (6) 転流失敗を生じるのは、逆変換装置のみとする。
- (7) 発電機の昇圧変圧器 T_{G1} の漏れリアクタンス X_{TG} および隣接交流系統の内部リアクタンス X_4 は無視する。

仮定(1)は、実際には故障により B_{INV} の電圧が下がったり、逆変換器が転流失敗を

生じるとDLNの逆変換所側直流電圧 v_{di} が低下し、順変換所側直流電圧 v_{dr} との差が大きくなって、 i_{dc} が上昇するが、故障発生から転流失敗までは時間も短く、対象としている直流送電では、 L_D が大きく i_{dc} の変化は小さいので設けた。

仮定(2)は、変換器用変圧器の漏れリアクタンス X_{TC} が、同変圧器の定格電力を基準とした単位法で表して20%程度であるのに対し、 B_{INV} における交流母系統の短絡インピーダンスはその数分の1であるので設けた。

仮定(3)は、実際には後で述べる詳細シミュレーションの結果のように高調波成分を含んだひずみ波形となるが、その主成分が基本波成分であることから設けた。

仮定(4)については、点弧制御方式が大きく影響する。点弧の方式には等間隔パルス方式と各相個別制御方式の2種類がある。前者は一つの発振器から出る 60° 間隔のパルスで、変換器のサイリスタを点弧するもので、この発振器は位相固定ループ(PLL)方式により、交流電圧の位相と同期を取っている。後者は各相の電圧が0を切る時間を検出しその時間から所定の位相間隔だけ遅らせてその相のアームを点弧するものである。現在は点弧回路動作時間のバラツキなどによって発生する、理論解析で予測できない高調波が出ない等の理由から前者が多く採用されているので、本検討でもこの方式を採用する。PLL方式を用いた場合、故障により同期を取るべき基準電圧がなくなっても、しばらくは故障前と同一のタイミングで点弧パルスを発生するのでこの仮定を設けた。

仮定(5)について、サイリスタの順方向電圧降下は定格電圧1%以下であるので無視しても誤差は少ない。また、サイリスタのターンオフ時間はサイリスタ素子により異なり大電力用のものでは数100 μ sであるが、本章の解析ではこれを0としている。簡易に転流の成否を把握する目的にはこれで十分である。

仮定(6)について、転流失敗は転流が完了する以前にそれが不可能な状態に至ることであるが、順変換装置は転流余裕が非常に大きいので転流失敗を生じることはない。従って本章の解析ではこの仮定を設け逆変換装置だけを検討対象とする。

仮定(7)については、 T_{G1} の漏れリアクタンス、PSNの内部リアクタンス共に、 X_1 、 X_2 、 X_3 に比べ小さく、省略しても誤差が小さいので、計算を簡単にするためこの仮定を設けた。

2.2.3 簡易判別法の解析手順

本法の手順を簡単に述べると次のようになる。

- (1) 順変換装置は一定の有効および無効電力を受電する負荷、逆変換装置は一定の有効電力を発生し無効電力を受電する負荷として交流系統の潮流計算を行い、故障前の逆変換所用母線すなわち B_{INV} の各相の交流電圧の大きさと位相を求める。こ

の潮流計算において、位相の基準は交流母系統用母線すなわち B_{PSN} の電圧の位相とする。

(2) 次に検討すべき交流系統故障に対して、交流系統故障計算プログラム（基本周波数ベースで各点の電圧、電流の大きさと位相を計算するプログラム）を用いて故障時の B_{INV} の電圧を求める。この交流系統故障計算においても位相の基準は B_{PSN} の電圧位相とする。

(3) (1), (2) で得られた B_{INV} の各相電圧 $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$ より、変換器 I_{nv1}, I_{nv2} から変圧器 T_{I1}, T_{I2} を介して見た同電圧 $\dot{E}_{va}, \dot{E}_{vb}, \dot{E}_{vc}, \dot{E}_{da}, \dot{E}_{db}, \dot{E}_{dc}$ を導出する。さらに、導出した電圧が端子電圧である理想正弦波電圧源を含む転流現象解析用等価回路を導出する。導出した等価回路を用い、点弧回路は故障中も故障前と同じ周期で発生するとし、理想正弦波電圧源の電圧は故障中の電圧であるという条件で転流重なり角 u 、及び転流余裕角 γ を求め、後述の式 (2.10) を適用して転流可否の判別を行う。

上記手順の内、(1), (2) の潮流計算、故障計算は従来よりある系統解析計算法によって行うものであり、良く知られているので説明を省略し⁽⁴⁴⁾、(3) 項について詳細に説明する。

なお、(1), (2) の計算において、位相の基準を隣接交流系統 PSN の母線 B_{PSN} の電圧位相としているのは、 PSN が容量の大きな系統であり、仮定 (7) より X_4 が無視できるので、 B_{PSN} の近傍故障でない限り、 B_{PSN} の母線電圧は、位相、周波数ともに変化しないので各電圧位相の基準となるからである。以下この位相基準を用いて説明する。

2.2.4 転流現象解析用等価回路と電圧源端子電圧の導出

転流現象解析用等価回路を説明する。図 2.1 の I_{nv1}, I_{nv2} の動作を解析する場合、仮定 (2) (3) より、近似的に、同図の B_{INV} に内部インピーダンスが 0 の理想正弦波電圧源が接続されているとして解析できる。さらに、転流現象に関与するのは、 T_{I1}, T_{I2} の漏れリアクタンス X_{TC} のみであるので、 I_{nv1}, I_{nv2} の転流現象解析用等価回路は図 2.2 のように表すことができる。同図において、 $Th_1 \sim Th_6$ はサイリスタ、 DCL は平滑用リアクトル、 ACL_a, ACL_b, ACL_c は交流リアクトル、 e_a, e_b, e_c は前述の理想正弦波電圧源の各相端子電圧である。 ACL_a, ACL_b, ACL_c のリアクタンスは X_{TC} に等しいとする。なお、仮定 (1) より、 DCL は転流現象に関与しない。また、 e_a, e_b, e_c は、 I_{nv1}, I_{nv2} から見た B_{INV} の各相電圧である。 I_{nv1} と B_{INV} の間には $Y-Y$ 結線変圧器 T_{I1} が、 I_{nv2} と B_{INV} の間には $Y-\Delta$ 結線変圧器 T_{I2} がそれぞれ介在しているので、 T_{I1}, T_{I2} の巻線方式により $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ の大きさ位相が

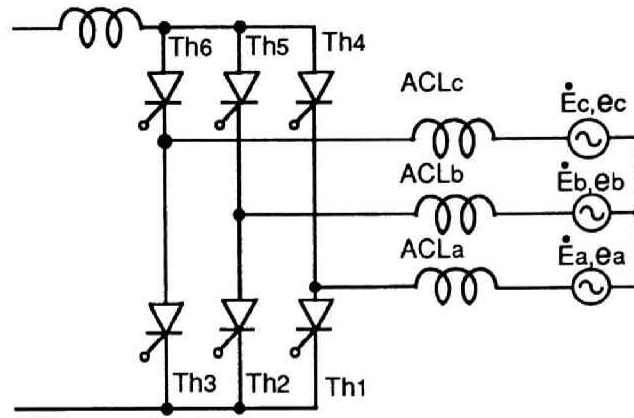


図 2.2 転流現象解析用等価回路

異なる。

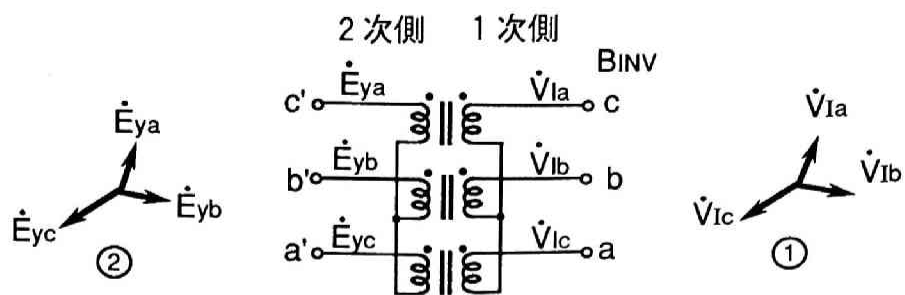
つぎに、図 2. 3 (a), (b) にそれぞれ T_{I1} , T_{I2} の結線と端子電圧のベクトル図を示す。同図において、 \dot{V}_{Ia} , \dot{V}_{Ib} , \dot{V}_{Ic} は B_{INV} の各相電圧、 \dot{E}_{va} , \dot{E}_{vb} , \dot{E}_{vc} , \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} はそれぞれ I_{nv1} , I_{nv2} から T_{I1} , T_{I2} を介して見た \dot{V}_{Ia} , \dot{V}_{Ib} , \dot{V}_{Ic} である。また、①, ②は、 \dot{V}_{Ia} , \dot{V}_{Ib} , \dot{V}_{Ic} , \dot{E}_{va} , \dot{E}_{vb} , \dot{E}_{vc} のベクトル図、③は B_{INV} の電圧を I_{nv2} から見た時の線間電圧 \dot{V}_{ab} , \dot{V}_{bc} , \dot{V}_{ca} のベクトル図、④は \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} のベクトル図である。以下、 T_{I1} , T_{I2} の場合に分けて説明する。

(1) T_{I1} は Y-Y 結線変圧器で、かつ 1 次側, 2 次側共に単位法を用いているので、1 次側の相電圧と 2 次側の相電圧は等しくなり、 $\dot{E}_{va} = \dot{V}_{Ia}$, $\dot{E}_{vb} = \dot{V}_{Ib}$, $\dot{E}_{vc} = \dot{V}_{Ic}$ によって、 I_{nv1} から見た B_{INV} の電圧が得られる。

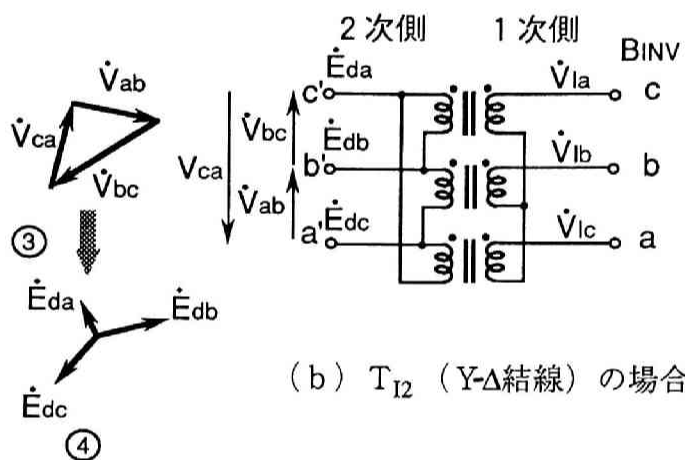
(2) T_{I2} は Y- Δ 結線変圧器で、かつ T_{I1} と同様に単位法を用いているので、1 次側の相電圧 \dot{V}_{Ia} , \dot{V}_{Ib} , \dot{V}_{Ic} を $\sqrt{3}$ 倍したものが 2 次側の線間電圧 \dot{V}_{ab} , \dot{V}_{bc} , \dot{V}_{ca} となり、電圧ベクトル図は、図 2. 3 の③に示すようになる。これらを相電圧 \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} に変換すると、④のようになる。ここで、 $\dot{E}_{da} = (1/\sqrt{3})(\dot{V}_{Ia} - \dot{V}_{Ib})$, $\dot{E}_{db} = (1/\sqrt{3})(\dot{V}_{Ib} - \dot{V}_{Ic})$, $\dot{E}_{dc} = (1/\sqrt{3})(\dot{V}_{Ic} - \dot{V}_{Ia})$ である。

上記のようにして、 \dot{E}_{va} , \dot{E}_{vb} , \dot{E}_{vc} , \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} が得られれば、図 2. 2 の等価回路の \dot{E}_a , \dot{E}_b , \dot{E}_c に \dot{E}_{va} , \dot{E}_{vb} , \dot{E}_{vc} または \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} を代入することにより、図 2. 1 の I_{nv1} , I_{nv2} の転流現象解析は、図 2. 2 の等価回路の転流現象解析に帰着できる。

なお、図 2. 3 は a, b 相間の 2LS 故障を想定した電圧ベクトル図であり、この場合④に示したように \dot{E}_{da} が小さくなり、 \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} が大きくなる。ちなみに故障前すなわち定常時における \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} は \dot{V}_{Ia} , \dot{V}_{Ib} , \dot{V}_{Ic} を単に 30° 回転させれば得られる。



(a) T_{I1} (Y-Y結線) の場合



(b) T_{I2} (Y-Δ結線) の場合

図 2.3 変換器用変圧器の結線と電圧ベクトル

2. 2. 5 転流可否判別式の導出

図2. 2の等価回路の T_{h3} から T_{h1} への転流を対象として、転流可否判別式を導出する。前項で説明した手順に従って求めた等価回路の理想正弦波電圧源の相電圧 e_a , e_b , e_c のそれぞれ故障前および故障中の波形と電圧 \dot{E}_a , \dot{E}_b , \dot{E}_c のベクトル図を図2. 4 (a), (b)に示す。同図において、 T_c は故障中の e_c が負から正になる時間、 T_A は故障中の e_a が負から正に変化する時間、 T_E は転流終了時間、 T_S は転流電圧反転時間である。同図(a)は故障が発生しなかったと仮定した時の電圧波形と考えることができ、かつ仮定(4)より点弧回路は故障中においても故障前と同じ周期で点弧パルスが発生する。従って、同図(a)の波形の位相を基準として点弧時間を決めていると考えることができる。そこで、時間座標系の原点 $t=0$ として、 T_{h1} を点弧する点弧パルスの発生時間 T_F より以前で、図(a)の e_a が最後に負から正に変化する時間を用いる。同図(b)の δ_a , δ_b , δ_c はそれぞれ故障前と故障中の \dot{E}_a , \dot{E}_b , \dot{E}_c の各位相差で、2. 2. 3項で説明したように潮流計算、交流系統故障計算により導出される。なお、図の横軸は時間であるので、位相を表す定数、変数は定格角周波数 ω_0 で除して、時間単位に換算して表記している。

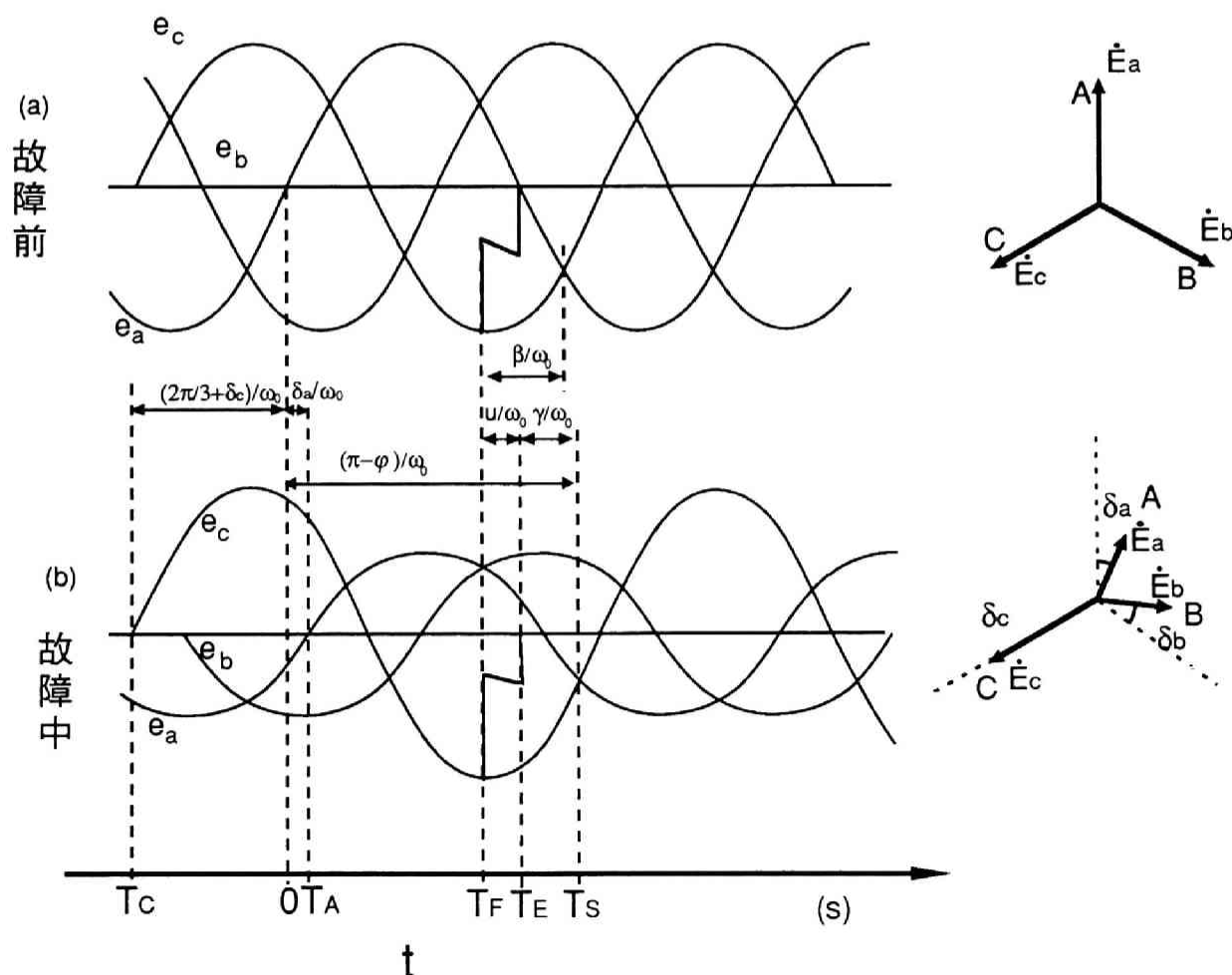


図2. 4 故障による各相電圧波形変化

さて、上記の δ_a , δ_b , δ_c を用い、かつ $t=0$ を前述のようにとると、故障中の e_a , e_c は

$$e_a = E_a \sin(\omega_0 t + \delta_a) \quad (2.1)$$

$$e_c = E_c \sin(\omega_0 t + 2\pi/3 + \delta_c) \quad (2.2)$$

となる。ここで E_a , E_c はそれぞれ E_a , E_c の大きさである。

また、転流によって点弧されるサイリスタ Th_1 の相（この場合 a 相）を点弧相、消弧されるサイリスタ Th_3 の相（この場合 c 相）を消弧相と呼ぶことにする。転流中の等価回路は、図 2.5 で表されるので、 e_a , ACL_a , Th_1 , Th_3 , ACL_c , e_c で構成されるループについて、 $d/dt=p$ として次の方程式が成立する。

$$(X_{TC}/\omega_0)p i_a - (X_{TC}/\omega_0)p (I_d - i_a) = e_a - e_c \quad (2.3)$$

ここで、 i_a は理想正弦波電圧源の a 相電流（瞬時値）であり、また仮定（5）により、サイリスタの順方向電圧降下は無視している。一方、仮定（4）により、サイリスタの点弧パルスは故障に影響されず、故障中も故障前と同じ周期で発生するので、 Th_1 のパルスの発生時間 T_F は

$$T_F = (7\pi/6 - \beta) / \omega_0 \quad (2.4)$$

で与えられる。また、時間 $t = T_F$ における i_a の値を $i_a|_{t=T_F}$ と表記すると、 T_F まで Th_1 は阻止状態にあるので、 $i_a|_{t=T_F} = 0$ である。また、仮定（1）より $p I_d = 0$ である。これらの条件を考慮して式（2.3）を解くと、 i_a は

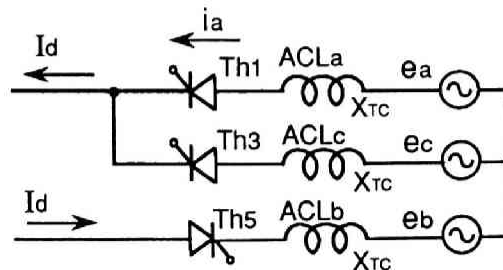


図 2.5 転流中の等価回路

$$i_a = \{E/(2X_{TC})\} \{-\cos(\omega_0 t + \phi) + \cos(7\pi/6 - \beta + \phi)\}$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } E &= \sqrt{E_a^2 + E_c^2 - 2E_a E_c \cos(\delta_a - \delta_c - 2\pi/3)} \\ \phi &= \tan^{-1} [\{E_a \sin \delta_a - E_c \sin(\delta_c + 2\pi/3)\} / \\ &\quad \{E_a \cos \delta_a - E_c \cos(\delta_c + 2\pi/3)\}] \end{aligned}$$

(2. 5)

となる。

次に、転流重なり期間が終る時間 $t = T_E$ は $i_a = I_d$ となる時間だから

$$T_E = (1/\omega_0) [\cos^{-1}\{-2X_{TC} I_d/E + \cos(7\pi/6 - \beta + \phi)\} - \phi]$$

(2. 6)

となる。また、点弧相 (a 相) と消弧相 (c 相) の電圧 e_a と e_c が等しくなる時間、すなわち転流電圧反転時間 $t = T_s$ は

$$T_s = (\pi - \phi) / \omega_0$$

(2. 7)

となる。次に、(2.4), (2.6), (2.7) 式より、故障中の不平衡電圧源による転流における転流重なり角 u 及び転流余裕角 γ は、それぞれ次のようになる(図 2. 4 (b) 参照)。

$$u = \cos^{-1}\{\cos(7\pi/6 - \beta + \phi) - 2X_{TC} I_d/E\} - (7\pi/6 - \beta + \phi)$$

(2. 8)

$$\gamma = \pi - \cos^{-1}\{\cos(7\pi/6 - \beta + \phi) - 2X_{TC} I_d/E\} \quad (2. 9)$$

そこで、仮定 (5) によりサイリスタのターンオフ時間を無視すると、 $\gamma > 0$ の場合に転流が可能であるので、転流可否判別式は

$$\cos(7\pi/6 - \beta + \phi) - 2X_{TC} I_d/E > -1 \quad (2. 10)$$

となり、上式を用いて、転流可否の判別ができる。すなわち上式が成立すれば転流成功、

そうでなければ転流失敗になる。同式において、 β は変換器の点弧進み角、 X_{TC} は変換器用変圧器の漏れリアクタンス、 I_d は平滑用リアクトル電流の定常値であり、予め与えられるものである。また、 E 、 ϕ は式(2.5)からわかるように故障中の各相の電圧の大きさ E_a 、 E_c 、及び故障前と故障中の各相の電圧位相の差 δ_a 、 δ_c より計算されるものである。従って、潮流計算及び交流系統故障計算により、故障前の各相電圧の位相、及び故障中の各相電圧の大きさ、位相を求めれば転流失敗の有無が判別できることが判明した。なお本項においてはc相からa相の転流に対する判別式を求めたが、a相からb相、b相からc相への転流に対しても同様な判別式が得られる。また次節では、本節で求めた判別式(2.10)を適用して、交流系統故障時における直流送電系統逆変換所の運転の可能性を検討する。

2.3 解析対象モデル系統に対する転流可否判別法の適用

図2.1の解析対象モデル系統に前節で求めた転流可否判別法を適用しよう。系統の運転状態としては、表2.3に示す3つの場合を考えた。便宜上、同表の電力はpu単位とMW単位両方で表示している。Case 1は直流送電系統がほぼ定格運転を、Case 2はほぼ40%運転を、Case 3は10%（最低電力）運転をしている場合である。発電機出力 P_G はすべての場合で同一で、定格出力に近い値となっている。直流送電系統で送電されるいわゆる直流送電電力は、送電損失、交直変換損失などがあり、どの点の電力とするか定義する必要がある。本論文では、電力系統に主眼をおいている点、第3章で検討する系統においては逆変換所に相当する部分がないことなどを考慮し、順変換所で変換される有効電力を直流送電電力としている。ただし、直流に変換される有効電力以外に変換損失があり、交流系統から見た場合両者の合計が順変換所で受電されているように見えるので、正確を期すため直流送電電力という表現を用いず、順変換所の変換器が受電する有効電力 P_R と表現することにする。この時、並列交流送電線路 TL_5 で送られる有効電力 P_{AC} は、 P_G から P_R を引いた値になるので、Case 1では、 P_{AC} は10MW程度であるが、Case 3では130MW程度が送られることになる。

まず、前述したように、Case 1の運転状態で、定常時の潮流計算と交流系統のa、b相間に2線短絡故障が発生した場合の交流系統故障計算を行い、故障前と故障中の \dot{V}_a 、 \dot{V}_b 、 \dot{V}_c 、 \dot{E}_a 、 \dot{E}_b 、 \dot{E}_c を求めよう。図2.6は、図2.1の系統を簡略表示した系統図に表2.4に示した5つの仮想故障点を記入したものである。表2.4に示したように、同図において①は TL_1 の中間点、②は TL_5 中間点、③は TL_5 の B_{INV} に近い点(B_{INV} より45km)、④は TL_4 の B_{INV} に近い点(B_{INV} より20km)、⑤ TL_4 中間点である。

表 2. 3 検討した系統運転状態

| ケース名 | 発電機出力 P_G (pu/MW) | 順変換所の変換器が受電する有効電力 P_R (pu/MW) |
|-----------|------------------------|------------------------------------|
| C a s e 1 | 0.96 / 144 | 0.88 / 132 |
| C a s e 2 | 0.96 / 144 | 0.40 / 60 |
| C a s e 3 | 0.96 / 144 | 0.10 / 15 |

表 2. 4 故障点

| | 仮想故障点 |
|---|---|
| ① | T L ₁ 中間点 |
| ② | T L ₅ 中間点 |
| ③ | T L ₅ の B _{INV} 近傍 (B _{INV} より 45km) |
| ④ | T L ₄ の B _{INV} 近傍 (B _{INV} より 20km) |
| ⑤ | T L ₄ 中間点 |

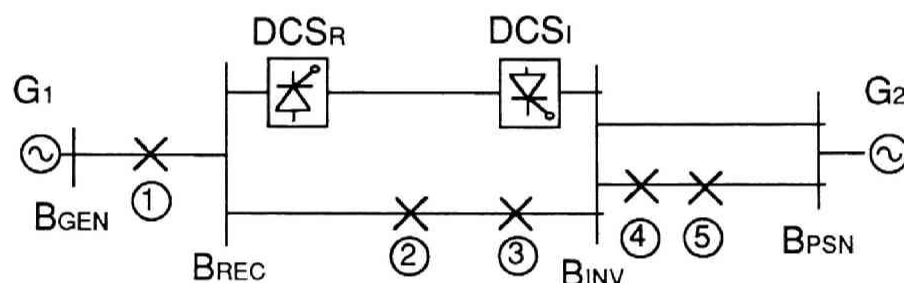


図 2.6 簡略表示した解析対象モデル系統と仮想故障点

図 2. 7 に、故障前の定常時と、点①～⑤での a 相, b 相間 2 L S 故障時における \dot{U}_{va} , \dot{U}_{vb} , \dot{U}_{vc} , \dot{U}_{da} , \dot{U}_{db} , \dot{U}_{dc} のベクトル図を示す。2. 2. 4 項で述べたように、B_{INV} と I n v₁, I n v₂ の間に設置された T₁₁, T₁₂ の巻線方式が異なるので、上下段のベクトル図は異なる。同図からわかるように点①における故障では、ベクトル図が定常時と殆ど変化していない。これは、故障点が B_{INV} から遠いためである。故障点が B_{INV} に近付くにつれて I n v₁ 側では故障相の電圧 \dot{U}_{va} , \dot{U}_{vb} が大きく変化し、I n v₂ 側では \dot{U}_{da} が大きく変化する。ちなみに、 \dot{U}_{va} は大きさが小さくなり位相が遅れ、 \dot{U}_{vb} は大きさが小さくな

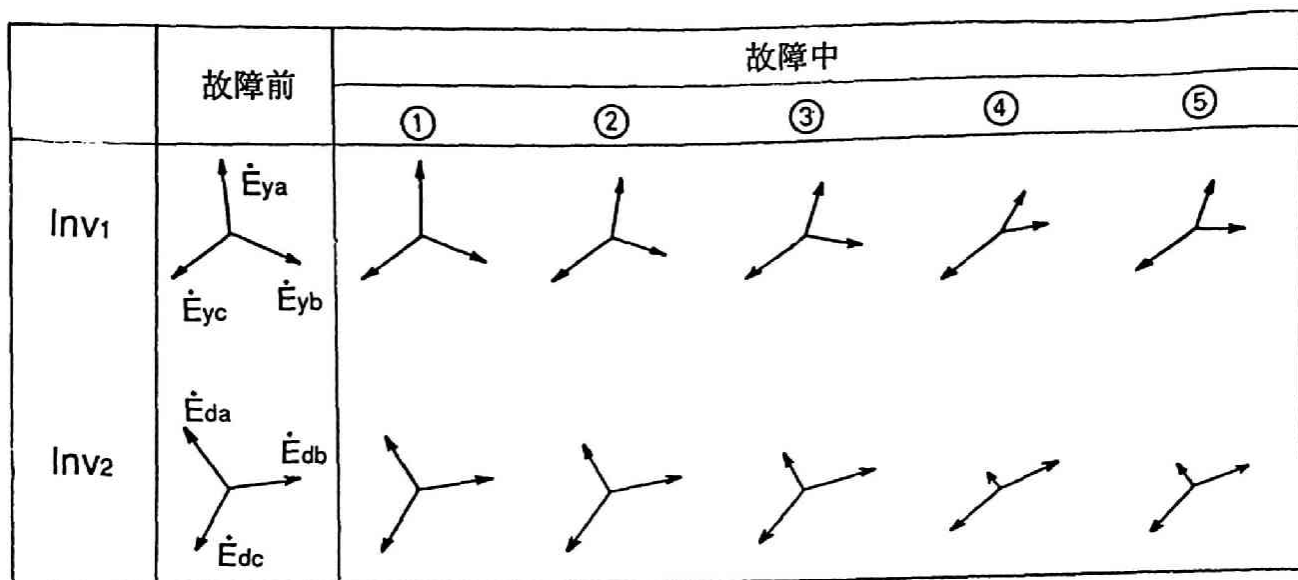


図 2.7 Inv₁, Inv₂から見たB_{INV}の故障前および故障中の相電圧ベクトル図

り位相が進む。一方、 \dot{E}_{da} は大きさが小さくなるが、位相の変化は小さい。なお故障点④におけるベクトル図が最も変化が大きい、これは点④が最もB_{INV}に近いからである。

(2) 転流余裕角と判別法の適用

Inv₁, Inv₂から見たB_{INV}の相電圧 \dot{E}_{ya} , \dot{E}_{yb} , \dot{E}_{yc} , \dot{E}_{da} , \dot{E}_{db} , \dot{E}_{dc} が得られれば、これらを図2.2の電圧 \dot{E}_a , \dot{E}_b , \dot{E}_c とすることで、転流可否判別を行うことができる。交流系統の仮想故障点①～⑤に対して、(2.9)式により、転流余裕角 γ の計算を行った結果を図2.8(a)(b)にそれぞれInv₁側, Inv₂側のa相からb相へ(a→b), b相からc相へ(b→c), c相からa相へ(c→a)転流する場合の転流余裕角 γ の変化として示している。同図において横軸はB_{INV}から故障点までの距離を示しており、左端がB_{GEN}, 右端がB_{PSN}で、便宜上、右方向を正の方向としている。B_{INV}からB_{GEN}までが200km, B_{INV}からB_{PSN}までが80kmである。縦軸は転流余裕角 γ で、便宜上、ラジアン単位ではなく、60分法で表示している。故障点がB_{INV}に近付くにつれて同図(a)の、a→b, b→c及び、同図(b)のa→bの転流の γ が小さくなり、ある点で0となってその点以下では γ が存在しなくなっていることがわかる。 γ が存在しないとは、転流可否判別式(2.10)が成立しないということで転流失敗が発生することを意味する。一方、同図(a)のc→a, 及び(b)のc→aの転流の γ は大きくなっている。これは、転流がむしろ容易になることを意味している。また、同図(b)のb→cの場合は γ が一定であり、a, b相間の2LS故障は、Inv₂のb→cの転流に影響し

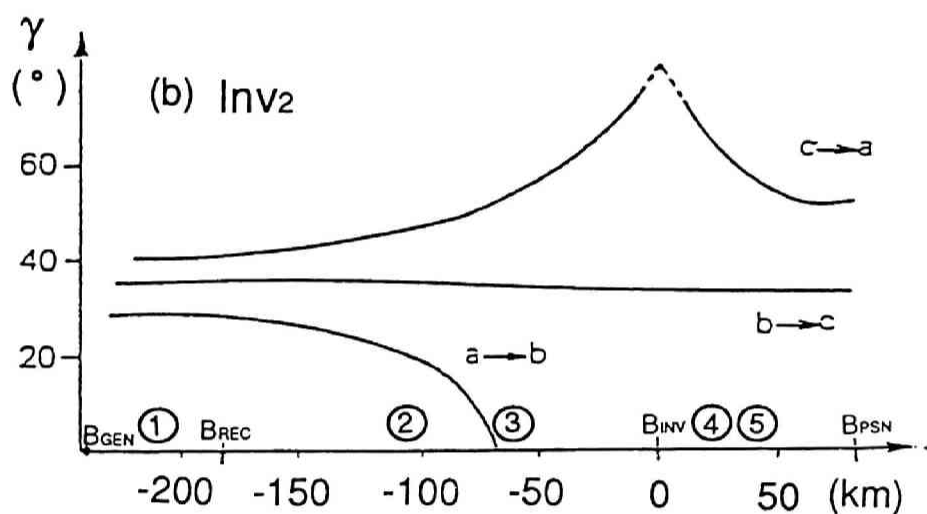
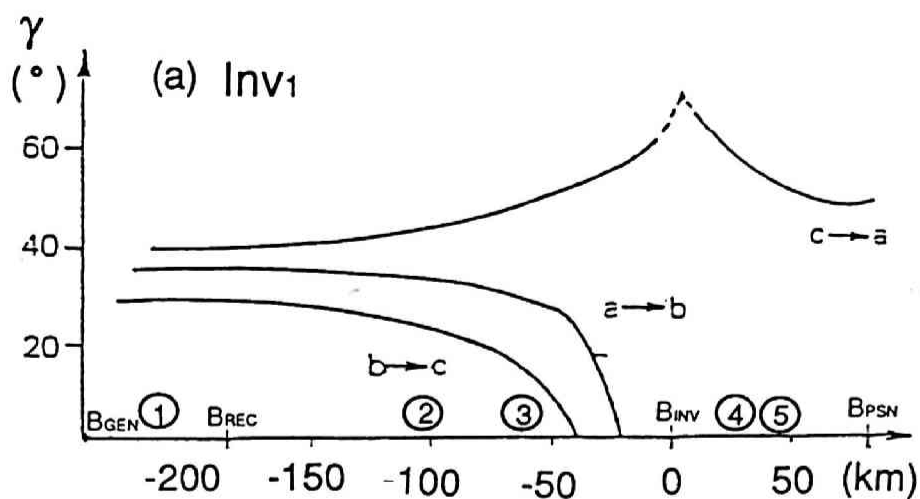


図2.8 交流系統故障による転流余裕角 γ の変化

ないことを示している。また、 γ は、故障点が B_{INV} に近づくほど変化が大きくなり、 B_{PSN} の方向にしろ、 B_{GEN} の方向にしろ、 B_{INV} から離れるにつれて変化が小さくなる。しかし、その変化は、 B_{INV} を軸として左右対称になっておらず、故障点③と⑤は B_{INV} からほぼ等距離にあるが、 Inv_1 についていえば、③の故障に対しては γ は存在し、転流が可能であり、⑤の故障に対しては γ が存在せず、転流失敗が生じるという判別結果になっている。これは、図2.6において、 B_{INV} の電圧を維持する電圧源としては G_1 と G_2 の2つがあるが、 G_1 は距離が遠いので、距離の近い G_2 が主に電圧を維持しているため、 G_2 側の送

電線路の故障の方が B_{INV} の電圧に与える影響が大きいためと考えられる。このように、故障点の影響を検討する場合には、地理的距離だけでなく、系統構成も考慮する必要がある。

上記した転流余裕角 γ の変化と図2. 7の電圧ベクトル図の関係から、次のようなことがいえる。すなわち、

- (i) 消弧相の電圧の大きさが低下し位相が進んだ場合 (I_{nv1} 側, $b \rightarrow c$)
- (ii) 点弧相, 消弧相共に振幅が減少し消弧相の位相が遅れ, 点弧相の位相が進んで位相差が, 小さくなった場合 (I_{nv1} 側, $a \rightarrow b$)

- (iii) 消弧相の電圧振幅が小さい場合 (I_{nv2} 側, $a \rightarrow b$)

の3つの場合に転流失敗を生じ易い。一方、

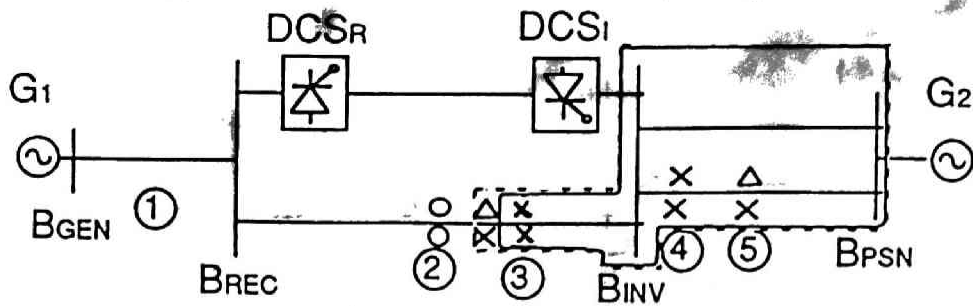
- (iv) 点弧相の位相が遅れる場合 (I_{nv1} 側, $c \rightarrow a$)
- (v) 点弧相の電圧振幅が低下する場合 (I_{nv2} 側, $c \rightarrow a$)

の2つの場合に γ が増加し転流が容易になる。

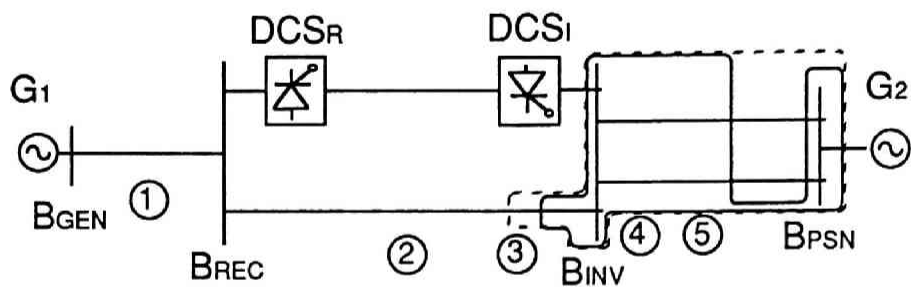
次に、図2. 9(a),(b),(c)には、表2. 3に示した $P_R=132\text{MW}$ (大), 60MW (中), 15MW (小)の各場合について転流失敗を生じさせる故障の範囲を簡略系統図上に示している。同図の実線で囲まれた範囲は、図2. 1の I_{nv1} に転流失敗を生じさせる故障の範囲である。また、破線で囲まれた範囲は、 I_{nv2} に転流失敗を生じさせる故障の範囲である。なお、同図(a)において○, ×, △の記号は、2. 4節で後述する詳細シミュレーションによる結果を、簡易転流可否判別法の結果と比較するために記入したものであり、この比較については同節で説明する。

同図(a),(b),(c)を比較すると、 P_R が大きいほど転流失敗を生じる故障範囲が大きくなっている。これは P_R を増加させると I_d が増加し、式(2. 8)で示す転流重なり角 u が増加して、式(2. 10)の左辺の値が減少し、転流失敗を生じ易くなるためである。この傾向は実際の直流送電系統でも見られるものである。また、 I_{nv1} , I_{nv2} に転流失敗を生じさせる故障の範囲は G_2 の方に広がっているが、 G_1 の方には広がっていない。これは前述のように逆変換所用母線 B_{INV} の電圧を維持しているのが主に G_2 であるので、 G_2 側の故障の方が B_{INV} の電圧に与える影響が大きいためである。

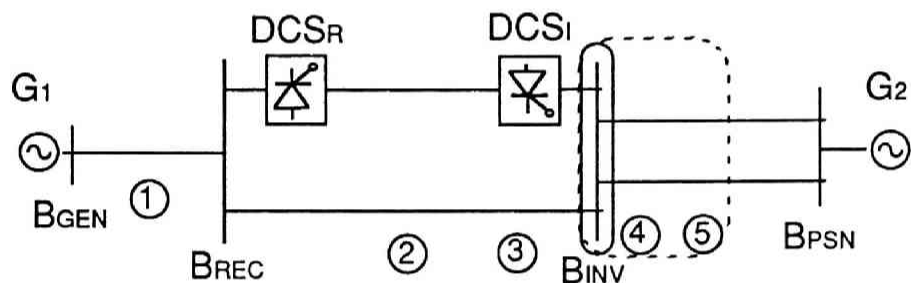
次に、図2. 9(b)の B_{INV} と B_{PSN} の間の交流線路区間を見ると、実線で示した I_{nv1} の転流に関し、故障点が I_{nv1} から離れると一旦転流が可能になるが、 B_{PSN} 近傍の故障になると、再び転流失敗を生じている。これは変換所からの距離は遠くても母線近傍の故障は、電圧に与える影響が大きく、転流失敗を生じやすいためであり、転流失敗に対しては、距離だけでなく系統構成も考慮して検討する必要があることがわかる。



(a) Case 1 PR=132MW(大)



(b) Case 2 PR=60MW(中)



(c) Case 3 PR=15MW(小)

- | | | |
|---|--------------------------------|--|
| ○ | Inv ₁ に転流失敗を生じる故障範囲 | } 簡易転流失敗判別法 |
| △ | Inv ₂ に転流失敗を生じる故障範囲 | |
| ○ | 全相転流成功する故障点 | } 詳細シミュレーション (上段Inv ₁ , 下段Inv ₂) |
| △ | 故障直後は全相転流成功、後転流失敗する故障点 | |
| × | 故障直後より転流失敗する故障点 | |

図 2.9 転流失敗を生じさせる故障範囲

一般に直流送電の変換所の設置点を決定する場合、変換容量と設置点の短絡容量の比がある値以上であることを設置の条件としているが、この比は、変換所点の電圧を維持する能力の指標であるといえる。しかし、この指標は、変換所点一点のみの特性を表す指標である。線路故障は系統の種々の点に拡がりをもって発生するものであるので、直流送電系統の運転上の信頼度を検討するためには、短絡容量と共に、送電線路のどの回線の故障が変換所点の電圧に与える影響が大きいかという点も把握しておく必要があることが、この故障発生点と、転流失敗発生の関係の検討から明らかにされた。

2. 4 解析対象モデル系統の詳細シミュレーションによる簡易転流可否判別法の妥当性の検証

本節では、2. 2節で導出した簡易転流可否判別法の妥当性を検証するため、図2. 1の解析対象モデル系統について、従来の詳細なデジタルシミュレーションによって解析を行い、前者による結果と比較する。なお、詳細デジタルシミュレーションプログラムについては付録2に示した。

例として、図2. 6の点⑤で2 L S故障を生じた場合を取り上げる。図2. 10に詳細シミュレーション用の系統構成図を示す。同シミュレーションでは、図2. 1の順変換所側交流系統を電圧源(発電機 G_1 の発生電圧 e_{Ga} , e_{Gb} , e_{Gc})とそれに直列接続されたり

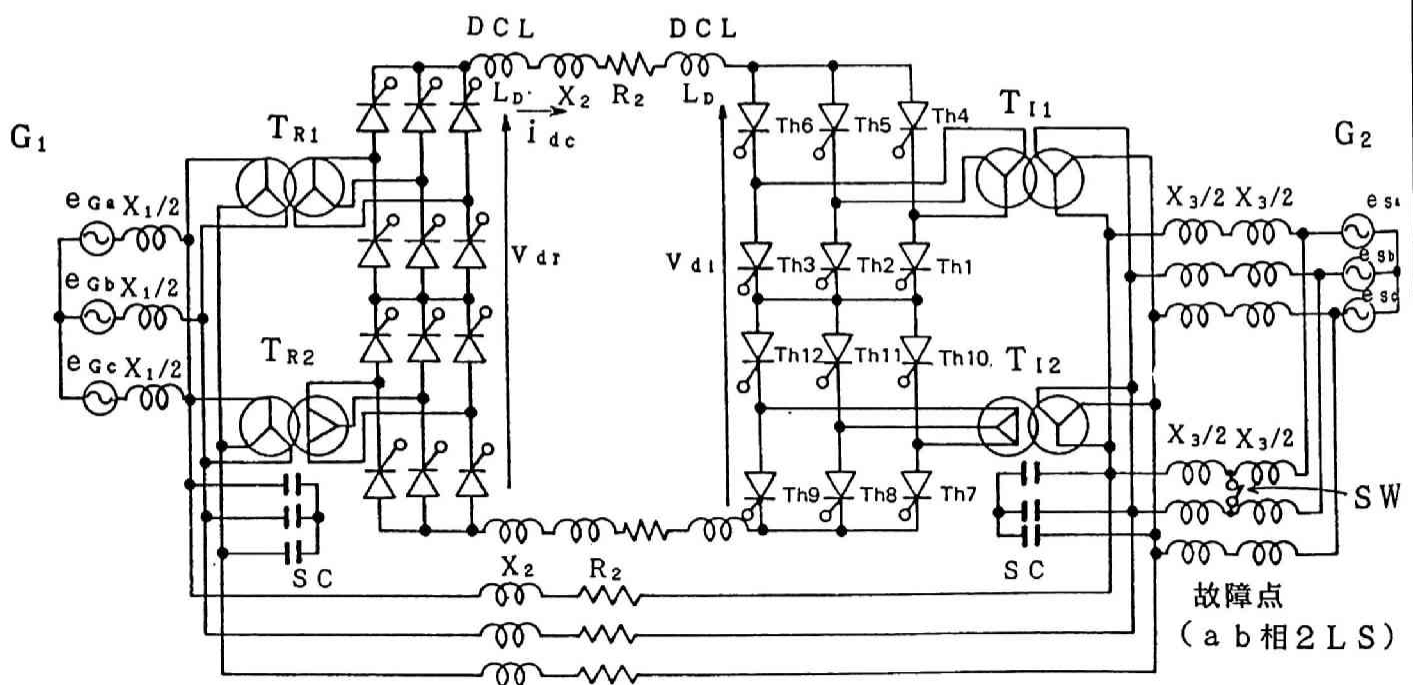


図2. 10 詳細シミュレーション用系統構成図

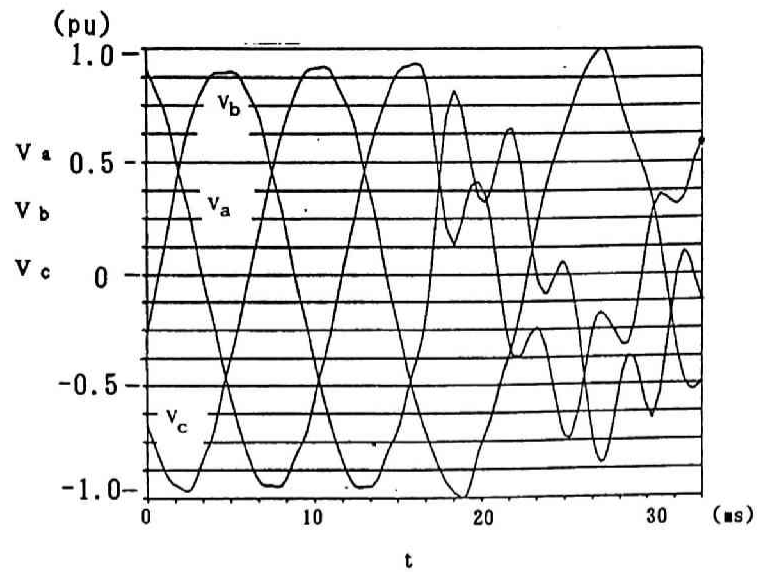
アクトランスが $X_1/2$ である1回線の送電線で構成された系統に簡略化した。これは、同系統が転流失敗にあまり影響しないためである。また、 e_{ga} , e_{gb} , e_{gc} はシミュレーションでは、3相平衡正弦波電圧と仮定した。以下、図2. 1と同じものは説明を省略するが、 $X_3/2$ は図2. 1の母線 B_{INV} , B_{PSN} の間のリアクトランス X_3 を2分割したものである。これは、 B_{INV} , B_{PSN} の間の送電線路の中間点⑤で故障発生を仮定したためである。また、 e_{sa} , e_{sb} , e_{sc} は隣接交流系統を模擬する無限大容量発電機 G_2 の発生電圧で、これも3相平衡正弦波電圧と仮定した。SWは2LS故障発生用スイッチであり、所定の時間にこのスイッチを閉じることにより、a, b相間を短絡することができる。

次に、図2. 11(a)に計算開始1サイクル後に2LS故障が生じたとした時の B_{INV} の各相電圧 v_{ia} , v_{ib} , v_{ic} 、同図(b)に順変換所側及び逆変換所側直流電圧 v_{dr} , v_{di} 、同図(c)に平滑用リアクトル電流 i_{dc} を示す。同図(a)より、故障が発生すると電圧波形に高調波が重畳されることがわかる。これは変換所の調相設備または、高調波フィルタのキャパシタンスと送電線路のインダクタンスによる共振現象により生じるものである。しかしながら、高調波を除いた基本波成分だけで見れば、図2. 4(b)の電圧波形と類似している。図2. 11(c)で、 i_{dc} が上昇するのは、同図(b)に示すように、2LS故障により v_{di} が低下し v_{dr} との電位差が大きくなるためである。

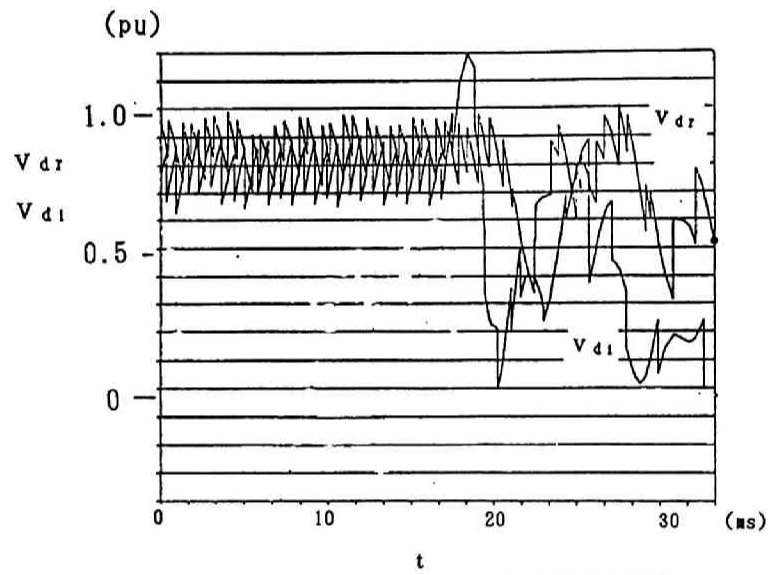
さて次にこの2LS故障時における I_{nv1} , I_{nv2} の各サイリスタの導通状態と転流失敗の有無を考察する。図2. 12に、 I_{nv1} のそれぞれa, b, c相の上, 下サイリスタに加わる電圧 v_{Th1} , v_{Th4} ; v_{Th2} , v_{Th5} ; v_{Th3} , v_{Th6} を示している。同図の各電圧波形において、電圧が平坦な部分はそのサイリスタが導通状態となっている期間を示す。なお、2. 2. 2で述べた仮定(5)により、導通時の順方向電圧降下は0であるので、この期間のサイリスタ電圧は0である。電圧が0以外の値になっている期間はサイリスタが一定の抵抗を持っている期間、すなわちサイリスタが阻止状態となっている期間を示す。電圧が正になっているのは順方向の電圧が、逆に負になっているのは逆方向の電圧がそれぞれ加わっている状態を示す。同図の v_{Th2} は、電圧波形の周期性から0以外になるべき期間になっても0のところが見られる。これは、サイリスタが導通状態から阻止状態に移行することができなかったこと、すなわち転流失敗が発生したことを示している。

次に、図2. 13は I_{nv2} の各相のサイリスタに加わる電圧 $v_{Th7} \sim v_{Th12}$ を、図2. 12と同一の順序で示したものである。同図の v_{Th7} の波形を見ると順方向電圧が加わるべき時間でも0のままであり、 T_{h7} が転流失敗を生じていることがわかる。

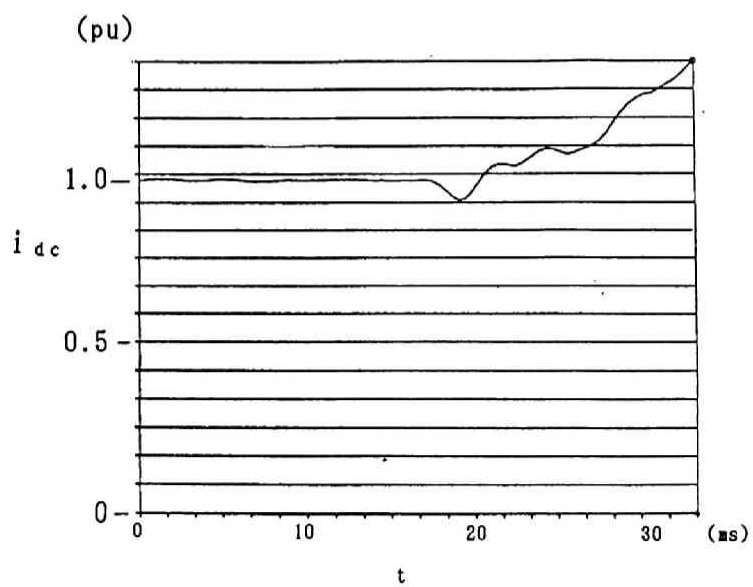
上述した詳細シミュレーションによる解析結果は、 I_{nv1} ではb相からc相への転流、 I_{nv2} ではa相からb相への転流が失敗するとした簡易判別法による解析結果と一致し



(a) 各相電圧



(b) 順変換所および逆変換所側直流電圧



(c) 平滑用リアクトル電流

図 2.11 詳細シミュレーション結果

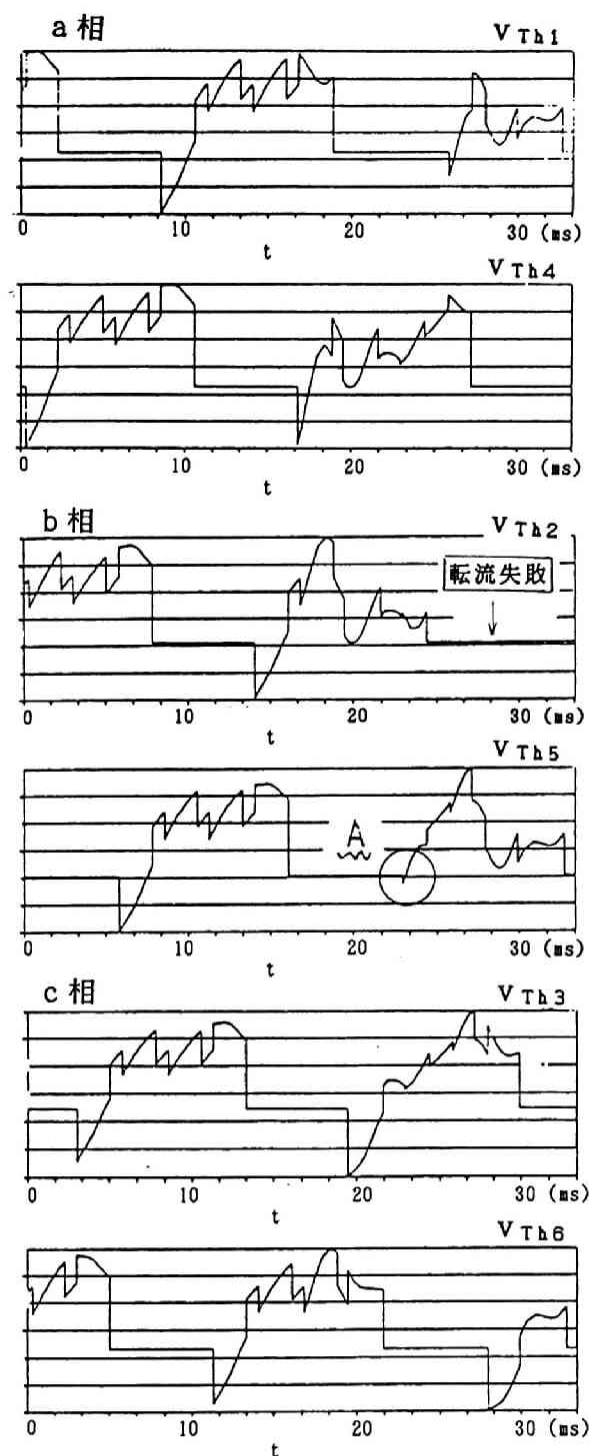


図2.12 サイリスタアーム電圧波形
(Inv₁)

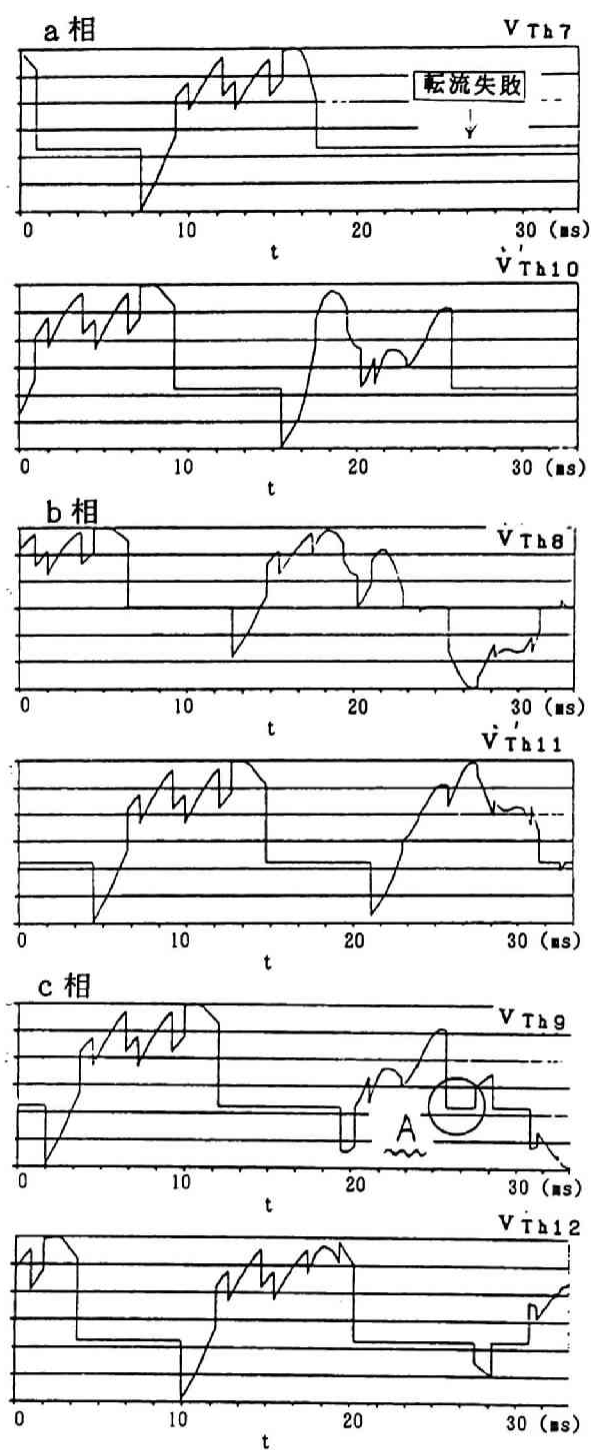


図2.13 サイリスタアーム電圧波形
(Inv₂)

ている。従って先に提案した簡易判別法により、転流失敗する相まで予測できたことになる。

その他の故障点①～④についても同様の詳細シミュレーションによって転流失敗の有無を判別して、前述したように、図2.9(a)に併示した。同図において、○は全相転流成功した故障点、△は一時的には全相転流成功するが、やがて転流失敗を生じる相が発生

した故障点，×は故障発生後1サイクル以内に転流失敗する相が発生した故障点を示す。このシミュレーション結果と，実線及び破線で示した簡易判別法によって求めた転流失敗を生じる故障範囲を比較すると，両者はかなりよく一致することがわかる。

しかしながら，先に示した点⑤の故障時における I_{nv1} の転流のように，簡易判別法では転流失敗と判定されたが，詳細シミュレーションでは一時転流が成功するような結果が得られる等，簡易判別法と詳細シミュレーションの結果が異なっている場合がある。以下それについて検討する。

まず，詳細シミュレーションでは，たとえば，図2.12のb相の下側サイリスタに加わる電圧 v_{Th5} の波形上の点Aに示すように故障後第1回目の転流は成功しており，簡易判別法による場合と異なっている。その原因としては，簡易判別法では基本周波数成分だけを扱っているが，実際には減衰性の過渡項や，重畳している高調波の影響があることなどが考えられるが，特にここで検討しているような故障発生後1サイクル程度の範囲では，過渡項の影響が大きく，簡易判別法に誤差が生じたものと考えられる。なお，転流成功といっても，A点における転流余裕角 γ ，いいかえれば下側サイリスタに逆電圧が加わっている時間（電圧 v_{Th5} が負となっている時間）を見ると非常に短いことが確認できる。この時間が0であれば詳細シミュレーションでも転流失敗という結果になる。従って，転流成功と失敗と判別結果は異なっているが，詳細シミュレーションに対する簡易判別法の誤差は小さいといえる。

また，簡易判別法においては，故障中の平滑用リアクトル電流 i_{dc} は故障前と同一で変化しないという仮定 {2.2.2項の仮定(1)} を設けたが，実際には，図2.11(c)に示すように相当変化することが詳細シミュレーションにより示された。この i_{dc} の変化は，故障の種類，故障点，平滑用リアクトルの大きさ等に影響され，3LGなど過酷な故障の場合ほど，故障点が逆変換所に近いほど，また， L_D が小さいほど大きい。簡易判別法の精度を向上させ，また，結果を安全サイドに出すためには，故障後1サイクルで達する電流値（図2.11(c)の場合は約 $1.3 I_d$ ）を I_d として用いる方法等が考えられる。

以上の検討結果を総合すると，本章で提案した簡易転流可否判別法は，計画段階における系統の解析用とか，交流系統故障の直流送電系統の変換所動作に与える影響の概略を把握する手段として十分な精度で利用できると思われる。また，手法を改良することで精度の改善が図られる可能性があると考えられる。

2. 5 結言

本章で得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) 電力系統故障(不平衡故障を含む)時における逆変換所変換器の転流に関し、逆変換所用母線の各相電圧、転流リアクタンス、平滑用リアクトル電流などに基づき転流の可否を判別できる簡易転流可否判別法を提案した。
- (2) 同判別法を順変換所側交流系統，順，逆変換所，直流送電線路，並列交流送電線路，交流母系統からなる解析対象モデル系統に適用し，一般に，次に導通状態から阻止状態になるサイリスタ，すなわち消弧相の電圧が小さくなり転流のための電圧が小さくなるほど，また，電圧の位相，特に阻止状態から導通状態になるサイリスタが接続された相（点弧相）の実質的な点弧進み角が小さくなるほど転流失敗を生じ易くなる。逆に点弧相の電圧の大きさが小さくなるほど，またその位相が遅れるほど転流が容易になることを示した。
- (3) 直流送電電力すなわち順変換所で受電する有効電力と転流失敗の関係を検討し，直流送電電力が大きいほど転流失敗し易いことを指摘した。
- (4) 故障点と転流失敗の関係を検討し，転流失敗には，故障点から変換所までの距離だけでなく系統構成も影響し，それが変換所用母線電圧に与える影響が大きい点における故障ほど転流失敗を生じやすいことを明らかにした。
- (5) 詳細シミュレーションによる解析結果と比較し，簡易判別法によって転流失敗する相まで予測できること，転流失敗を生じる故障範囲もよく一致することを示した。また，簡易判別法では，平滑用リアクトル電流は一定と仮定したが，詳細シミュレーションでは相当変化することも示した。

第3章 発電機と平滑用キャパシタを含む電力変換装置間の自励振動現象

3.1 緒言

前章では交流系統の故障が半導体電力変換装置動作中特に転流現象にどのように影響するかを検討したが、これは一方向性のものであった。これに対し、本章では発電機と電力変換装置の間の相互作用による自励振動現象について述べる。

最近、計算機を利用した種々の装置が社会の多くの分野で使われており、一旦それが停止すると、広範囲に重大な影響を与えることは、停電等の例からよく知られている。しかし、雷害等の避けられない自然現象もあり、商用電力の停電を皆無にすることは不可能である。このような事情から、重要な計算機などの電源には、無停電電源装置を設置している。これは商用電力を順変換装置で一旦直流に変換し、さらに、この直流を逆変換装置で交流に変換して計算機に電力を供給する装置で、直流部に蓄電池を持っており、停電等により商用電力供給が停止した時はこの蓄電池から電力を逆変換装置に供給するので、計算機には、停電のない電力を供給できる。しかも、非常に重要な施設については、停電が長期間続いて、蓄電池の容量が不足する場合を考慮して、ディーゼルエンジン駆動の小型発電機などを用いる非常用自家発電設備を設置し、長時間停電の場合は、その電力を商用電力の代りに順変換装置に供給するようになっている。

ところが、最近、この非常用自家発電設備と無停電電源装置を組み合わせ計算機への電力供給を行った所、無停電電源装置の直流電流等に数～10数Hzの自励振動が発生することが報告された。

一方、発電機と交流系統の間で相互作用を生じることは良く知られている。たとえば、最近、交流系統に送電線路のリアクタンス補償のため直列にキャパシタを挿入した時、電気系と発電機軸系の間に相互作用を生じ、軸系にねじれ振動が発生して軸が疲労破壊し、問題になった⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾⁽⁴⁷⁾。この現象は、次同期共振現象と呼ばれるものであり、数多くの研究が行われている。ところが、上記のように直列キャパシタではなく、平滑用キャパシタを含む電力変換装置が発電機をもつ系統に接続された場合でも条件により振動現象が生じたのである。

このような自励振動現象が発生すると、無停電電源装置の交流出力電力も影響を受け、場合によっては電力を供給している計算機の正常な運転が阻害される場合もある。通常の商用電力系統では、自励振動の発生する可能性は少ないので問題ないが、上記のように最近電力の安定供給ということから導入されている非常用自家発電設備や、エネルギーの高効率利用ということから増加しつつある熱電併給システムでは、自励振動の発生する可能性があるため、それを防止する何等かの対策が必要になった。本章の研究は上記自励振動

現象の原因究明と解決策の検討のために行われたものである。

自励振動現象には、非常用自家発電設備の発電機制動巻線の抵抗、無停電電源装置の直流系統に設置された平滑用キャパシタのキャパシタンス、無停電電源装置が発電機より供給を受ける電力の大きさが大きく影響することが報告されており⁽²³⁾、自励振動現象を解析するためには、発電機の制動巻線を考慮した交流系統、平滑用キャパシタを考慮した直流系統を扱う必要があるが、そのような解析法及び解析のためのモデルはまだ確立されていない。

従来、このような系統の現象解析には、前章でも述べたが、解析対象モデル系統の回路構成データを入力し、同データより系統の各要素の電圧電流を変数とする微分方程式を導出し諸変数の変化を数値計算して過渡現象を解析する、いわゆる過渡現象解析プログラムを用いるのが一般的であった⁽²⁴⁾。しかし、この方法には、次のような問題がある。

(1) 入力データが膨大になり、その作成だけでも相当の時間がかかる。

(2) 過渡現象解析プログラムによって過渡現象を解析し、その系統が安定かどうか判断するためには、長い計算時間を必要とする。

(3) 安定と不安定の境界では振動が持続的であり、安定か不安定の判別が困難である。

(4) ある運転状態が安定であるとしても、その運転状態に至る中間的な運転状態で不安定であると、安定な運転状態に至ることができず、不安定と判別する可能性がある。

特に(4)項は系統が非線形要素を含むために生じる現象で、本研究で扱った問題の特徴でもある。以上のような理由から過渡現象解析プログラムでは、多くの動作条件で安定判別を行い、系統と振動現象の関係を総合的に把握することは困難である。

また、交流系統の解析では、無停電電源装置に関連する変数として電源装置の有効電力と無効電力のみを扱っているので、電源装置の直流側の素子、特に平滑用キャパシタの特性を十分考慮することができず、自励振動現象を再現することが困難である。

本章では、まずこのような問題を解決するための理論解析法を提案している。すなわち解析対象モデル系統(図3.1参照)を交流系統、直流系統、交直変換部に分け、交流系統は3相の電流電圧等の変数を(d, q)軸座標に変換した変数を用いた方程式で表わし、直流系統は電圧電流等の変数をそのまま用いた方程式で表わす。交直変換部について、交流系統の変数と直流系統の変数を関係付ける方程式を導く。以上の得られた方程式より、定常的な運転状態における微小変化に対する線形微分方程式を導出する。この線形微分方程式の安定判別により自励振動発生の有無を調べるのが提案する解析法である。なお、交流系統、直流系統を統一的に扱うため、すべての変数に単位法を用いる。

次に、この解析法を解析対象モデル系統に適用して、制動巻線の抵抗、平滑用キャパシ

タのキャパシタンス等諸因子の自励振動現象発生に及ぼす影響を検討する。さらに，小型発電機と無停電電源装置を組み合わせた実験を行い，提案した解析法の有効性を確かめる。

3. 2 解析対象モデル系統と解析法

3. 2. 1 解析対象モデル系統

解析対象モデル系統を，図3. 1に示す。ここで，非常用自家発電設備は，発電機 G_1 とそれを駆動する原動機 PM で構成されている。発電機励磁系(AVR 系)は G_1 の端子電圧を一定に保つよう， G_1 の界磁回路を制御している。また，無停電電源装置は $Y-Y$ 結線の変換器用変圧器 T_{R1} ，ダイオードブリッジ変換器 DB ，平滑用リアクトル DCL と平滑用キャパシタ DCC ，蓄電池 B ，ダイオード D ，逆変換装置 $ConI$ で構成されている。その他の要素として，遮断器 CB_{PS} ， CB_{DG} ，計算機負荷がある。通常は CB_{PS} を閉じ CB_{DG} を開放して，無停電電源装置には，商用交流系統から電力が供給されている。同装置はこの交流電力を一旦直流に変換し，さらに， $ConI$ で交流に変換して計算機負荷に交流電力を供給する。今，系統の故障等で，商用交流系統からの電力供給がなくなると，無停電電源装置は，内部に持っている蓄電池 B により，直流電力を供給し，これを $ConI$ で交流に変換して計算機負荷に供給する。なお，このように商用交流系統が停電になっても負荷である計算機に電力を供給できることからこの装置を無停電電源装置と呼ぶのである。

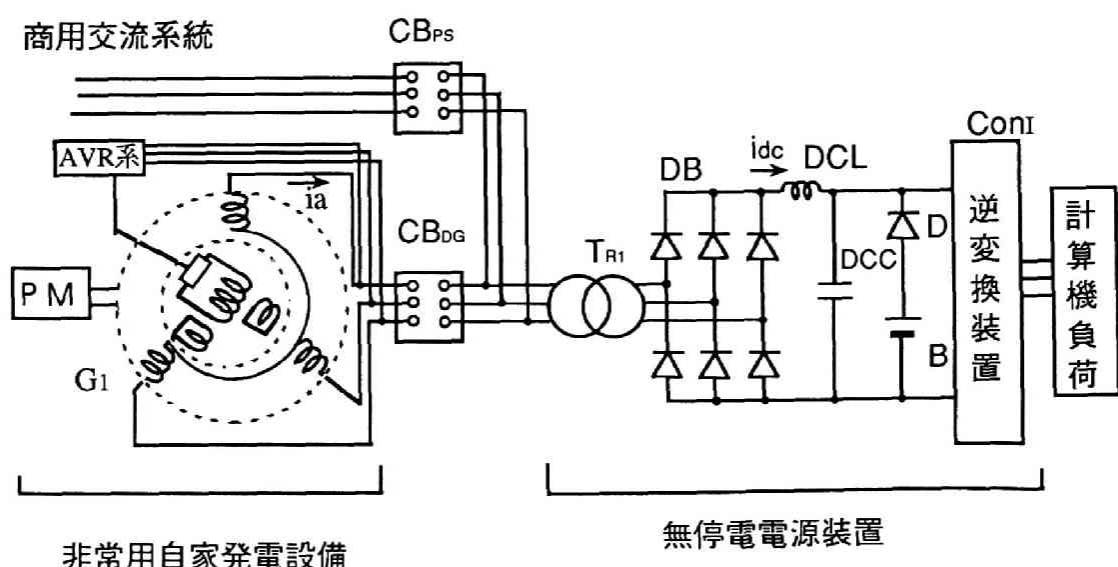


図3.1 解析対象モデル系統

しかし、蓄電池が蓄えている電気エネルギーは限られており、停電が長時間にわたる場合、蓄えられていたエネルギーを使い果して計算機負荷に電力供給を続けることができなくなる。この問題を解決するため、停電が長期間続く場合には、非常用自家発電設備を起動し、 $C B_{PS}$ を開放し、代わりに $C B_{DG}$ を投入して、無停電電源装置に電力を供給する。非常用自家発電設備は場合により、1日程度の運転も可能であり、停電の許されない計算機負荷に連続して電力を供給し続けることが可能になっている。

モデル系統で、非常用自家発電設備から電力を供給している時、無停電電源装置の直流系統の電流中に緒言で述べたように数～10数Hzの低周波振動を生じることがある。図3.2にこの自励振動発生時の直流系統の平滑用リアクトル電流 i_{dc} と、発電機のa相電機子電流 i_a の波形の概略図を示す。この場合、 i_a は、交流系統の定格周波数 f_0 の交流波形を i_{dc} の周波数 f_e で振幅変調した形となっている。本章の目的はこのような現象を解析することである。

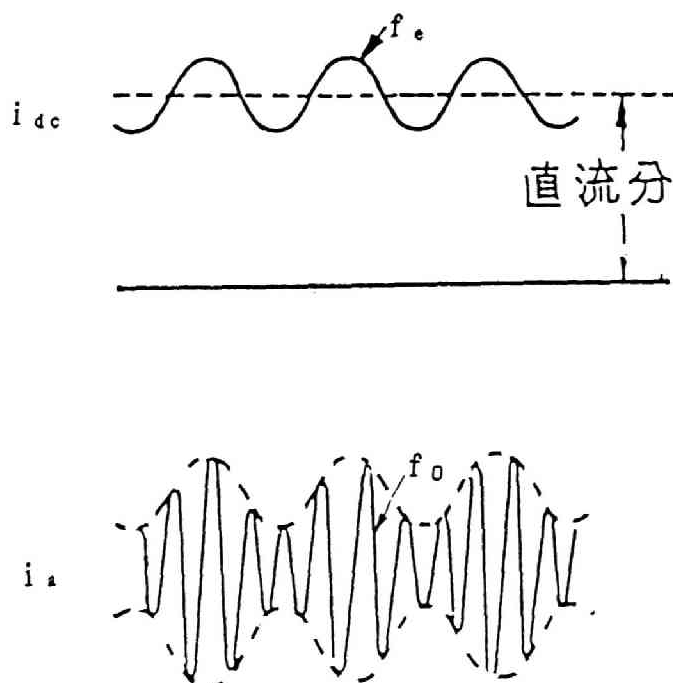


図3.2 自励振動現象発生時の電流波形

3. 2. 2 諸仮定

(1) 発電機を含む交流系統についての仮定

前記した自励振動を生じる運転条件では、商用交流系統は遮断器 CB_{PS} で切り離されているので解析対象モデル系統からはずすことにする。

発電機は、實際上磁気回路の飽和が存在するが、本章で研究する現象は発電機の定格運転状態近傍で電圧等もあまり高くないので、線形近似が成立するものと仮定し、線形変換である $d-q-0$ 座標変換を行い、いわゆる Park の方程式⁽⁴⁸⁾ で表現することにする。また AVR 系は一次遅れ系で近似する。また、交流送電線路は短いので無視し、変換器用変圧器 T_{R1} の漏れインダクタンスと巻線抵抗だけを考慮する。また、定常時は定格角周波数で回転しているものとする。

(2) 直流系統についての仮定

蓄電池 B とダイオード D は、本章で扱う運転状態において動作しないので省略する。逆変換装置は制御回路を持ち、特性も非線形であるが、本章の現象に関しては線形抵抗負荷であるとしても問題がないのでそのように仮定する。

(3) 交直変換部についての仮定

交直変換部は、3 相ダイオードブリッジ変換器 DB だけである。DB の機能から、交流系統側の有効電力と直流電力は等しいとする。また、 T_{R1} の漏れリアクタンスについては仮定(1)で述べたように交流系統の計算で考慮しているが、同リアクタンスによる転流重なるの効果をより正確に模擬するため、単位法で統一した場合、DB の交流側電圧に交流側から見た DB の力率を乗じたものに同リアクタンスによる電圧降下補正分を減じたものが、DB の直流側の電圧になるという関係が成立するものと仮定する。

3. 2. 3 基礎方程式

前項で述べた諸仮定により簡略された解析対象モデル系統を図 3. 3 に示す。同図に示すように、図 3. 1 のモデル系統は、発電機を中心とした交流系統と、負荷抵抗、平滑用キャパシタ等からなる直流系統、並びに、両者を結ぶ交直変換部すなわち DB の 3 つで構成されている。以下順次それらに対する基礎方程式を説明していくが、表 3. 1 に本章で使用する変数と定数の記号を一括して示している。

なお、交流系統と直流系統が共存する交直複合系統では単位系基準をどのように選択するかが問題になる。変換装置を含む直流系統を解析する分野では MKSA 単位系をそのまま用いることが多いが、ここでは交流系統、直流系統双方の効果を統一的、かつ定量的に比較するため、交流系統で用いている単位法による表現で統一することにし、各変数、定

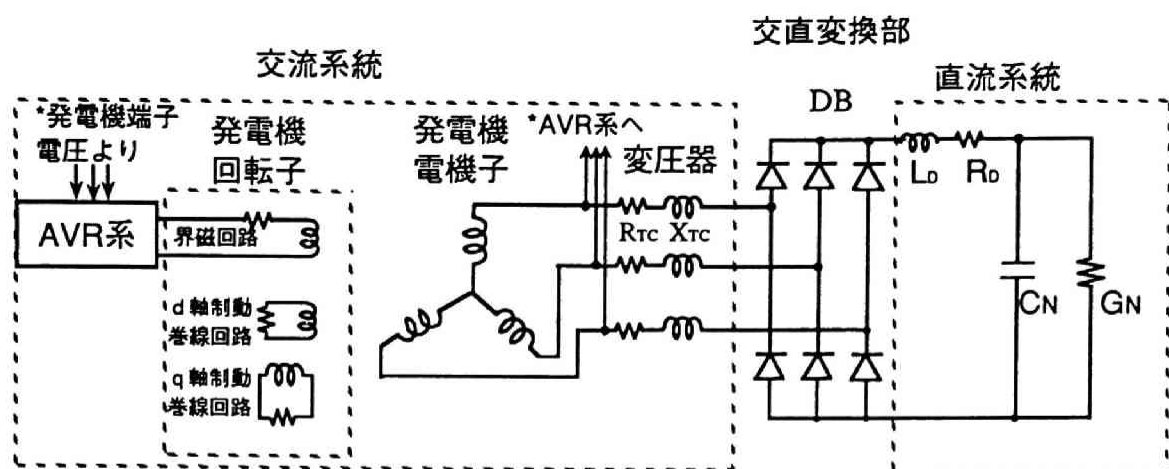


図3.3 簡略化した解析対象モデル系統

数の単位には原則として単位法を使用している。また，経験上，直流側の基準は，定格電力を交流系統と同一にし，定格電圧は直流系で用いられている基準値にすれば良いと考えられる。ちなみに，本章で使用した単位法の基準となる交流定格電力，定格線間電圧（実効値）はそれぞれ10kVA，220Vである。なお，本章を含め本研究では発電機回転子の回転角はすべて電気角で統一している。

表3.1 使用変数，定数記号一覧表

〔発電所〕

発電機

| | | |
|------------------------|---|------|
| G_1 | : 発電機 | |
| ϕ_d, ϕ_q | : 発電機の電機子鎖交磁束数の d 軸および q 軸成分 | (pu) |
| ϕ_{fd} | : 発電機の界磁鎖交磁束数 | (pu) |
| ϕ_{kd}, ϕ_{kq} | : 発電機の制動巻線回路鎖交磁束数の d 軸および q 軸成分 | (pu) |
| i_G | : 発電機の電機子電流 | (pu) |
| i_d, i_q | : i_G の d 軸および q 軸成分 [$i_G = (i_d, i_q)$] | (pu) |
| | (本章のモデル系統ではダイオードブリッジ変換器の交流側電流の d 軸および q 軸成分成分(pu)と同じ) | |
| i_G | : i_G の大きさ(時間関数) [$i_G = i_G $] | (pu) |
| i_{fd} | : 発電機の界磁電流 | (pu) |

| | | |
|--------------------|---|------|
| i_a | : 発電機の a 相電機子電流 | (pu) |
| i_{kd}, i_{kq} | : 発電機の制動巻線電流の d 軸および q 軸成分 | (pu) |
| \dot{V}_G | : 発電機の端子電圧 | (pu) |
| v_d, v_q | : \dot{V}_G の d 軸および q 軸成分 [$\dot{V}_G = (v_d, v_q)$] | (pu) |
| v_G | : \dot{V}_G の大きさ (時間関数) [$v_G = \dot{V}_G $] | (pu) |
| v_{ab} | : 発電機線間端子電圧(ab相間) | (pu) |
| e_{fd} | : 発電機の界磁電圧 | (pu) |
| | (無負荷時定格発電機電圧を発生する電圧を 1 pu とする) | |
| R_a | : 電機子抵抗 | (pu) |
| R_{fd} | : 発電機の界磁抵抗 | (pu) |
| R_{kd}, R_{kq} | : 発電機の d 軸および q 軸制動巻線抵抗 | (pu) |
| X_d, X_q | : 発電機の d 軸および q 軸同期リアクタンス | (pu) |
| X_{ad}, X_{aq} | : 発電機の d 軸および q 軸電機子反作用リアクタンス | (pu) |
| X_{ffd} | : 発電機の界磁リアクタンス | (pu) |
| X_{kkd}, X_{kkq} | : 発電機の d 軸および q 軸制動巻線リアクタンス | (pu) |

AVR系

| | | |
|-----------------------|------------------|------|
| $F_{AVR}(s)$ | : 発電機 AVR 系の伝達関数 | |
| K_A | : 発電機 AVR 系の利得 | |
| T_A, T_{A1}, T_{A2} | : 発電機 AVR 系の時定数 | (s) |
| V_{ref} | : 発電機端子電圧基準値 | (pu) |

回転運動系

| | | |
|---------------|--|---------|
| PM | : 原動機 | |
| M | : 発電機の慣性定数 | (s) |
| D | : 発電機の制動係数 | |
| T_M | : 発電機機械入力トルク | (pu) |
| T_e | : 発電機電気出力トルク | (pu) |
| θ | : 回転子の回転角 | (rad) |
| Θ | : 発電機の pu 回転角 [$\Theta = \theta / \omega_0$] | (pu) |
| ω_0 | : 定格角周波数 | (rad/s) |
| f_0 | : 交流系統の定格周波数 | (Hz) |
| ω | : pu 単位による発電機回転子角周波数 | (pu) |
| ω_{ST} | : ω の定常値 (本章の解析では $\omega_{ST} = 1$) | (pu) |

〔順変換所〕

順変換器

| | | |
|--------------------------------|--------------------------------|---|
| DB | : ダイオードブリッジ変換器 | |
| DCL | : 平滑用リアクトル | (逆変換所でも同じ) |
| \dot{V}_N | : DB の交流側電圧 | $\{\dot{V}_N = (V_{Nd}, V_{Nq})\}$ (pu) |
| V_{Nd}, V_{Nq} | : \dot{V}_N のd軸およびq軸成分 | (pu) |
| V_N | : \dot{V}_N の大きさ(時間関数) | $(V_N = \dot{V}_N)$ (pu) |
| V_{dc} | : ダイオードブリッジ変換器の直流側電圧 | (pu) |
| i_{dc} | : 平滑用リアクトル電流 | (pu) |
| (本章のモデル系統ではダイオードブリッジの直流側電流と同じ) | | |
| P_{dc} | : ダイオードブリッジ変換器で変換される有効電力 | (pu) |
| X_{cc} | : 転流現象による電圧降下を補正するためのリアクタンス | (pu) |
| L_{cc} | : 転流現象による電圧降下を補正するためのインダクタンス | (H/Ω) |
| L_D | : DCL のインダクタンス | (H/Ω) (逆変換所でも同じ) |
| R_D | : 平滑用リアクトルの抵抗 | (pu) |
| δ_N | : \dot{V}_N の発電機回転子q軸に対する位相差 | (rad) |
| φ | : 変換器の力率角 | (rad) |

変圧器

| | | |
|----------|-----------------------|-------|
| T_{R1} | : Y-Y結線の変換器用変圧器 | |
| X_{Tc} | : T_{R1} の漏れリアクタンス | (pu) |
| L_{Tc} | : T_{R1} の漏れインダクタンス | (H/Ω) |
| R_{Tc} | : T_{R1} の巻線抵抗 | (pu) |

〔逆変換所〕

| | |
|---------|-----------------|
| Con_I | : 無停電電源装置の逆変換装置 |
|---------|-----------------|

〔直流送電線路〕

| | | |
|-------|----------------------|------|
| DCC | : 平滑用キャパシタ | |
| V_c | : 平滑用キャパシタの電圧 | (pu) |
| P_L | : 直流系統の負荷電力 | (pu) |
| G_N | : 直流系統の等価抵抗負荷コンダクタンス | (pu) |
| C_N | : 平滑用キャパシタのキャパシタンス | (FΩ) |

注. 本文中各変数記号に, 脚符0を付けたものは定常値, 左にΔを付けたものは微小変

化量である。ただし、 ω の定常値は ω_{ST} とする。 $(\omega_0$ は定格角周波数である)

(1) 交流系統に対する基礎方程式

交流系統には、発電機系と変換器用変圧器がある。本条では図3.3を参照し、発電機系の方は発電機、AVR系、回転運動系に分けて、交流系統の基礎方程式を記述する。

[発電機]

発電機を電力系統の一構成要素として扱う時、これを等価集中定数回路によって表現し、常微分方程式によって記述するのが普通である。以下に本章で用いた方程式を示す。

電圧の式：

電機子回路

$$v_d = (1/\omega_0) p \phi_d - R_a i_d - \phi_q p \Theta \quad (3.1)$$

$$v_q = (1/\omega_0) p \phi_q - R_a i_q + \phi_d p \Theta \quad (3.2)$$

界磁回路

$$(R_{fd}/X_{ad}) e_{fd} = p \phi_{fd} + R_{fd} i_{fd} \quad (3.3)$$

制動巻線回路

$$0 = p \phi_{kd} + R_{kd} i_{kd} \quad (3.4)$$

$$0 = p \phi_{kq} + R_{kq} i_{kq} \quad (3.5)$$

鎖交磁束数の式：

電機子回路

$$\phi_d = X_{ad} i_{fd} + X_{ad} i_{kd} - X_d i_d \quad (3.6)$$

$$\phi_q = X_{aq} i_{kq} - X_q i_q \quad (3.7)$$

界磁回路

$$\phi_{fd} = X_{ffd} i_{fd} + X_{ad} i_{kd} - X_{ad} i_d \quad (3.8)$$

制動巻線回路

$$\phi_{kd} = X_{ad} i_{fd} + X_{kkd} i_{kd} - X_{ad} i_d \quad (3.9)$$

$$\phi_{kq} = X_{kkq} i_{kq} - X_{aq} i_q \quad (3.10)$$

ここで、 $p=d/dt$ である。

なお、ここでは回転子磁軸を基準とした(d, q)軸座標に変換したParkの式を基礎方程式とした。ただし、本来のParkの式では、時間の単位を実時間とせず、実時間tに定格角周波数 ω_0 を乗じた $\omega_0 t$ を用いているが、本章の研究のように、交流系統と直流

系統と組み合せた解析を行う場合，結合のために時間単位の換算が必要になる。この問題を避けるためここでは実時間単位系の方程式としている。また，この座標系では，方程式はd軸成分，q軸成分，零相成分があるが，今回の現象に関しては，零相成分は常に零であるので省略した。なお，座標変換の詳細は付録3.1に示した。

〔発電機励磁（AVR）系〕

AVR回路，励磁回路からなるAVR系の伝達関数モデルブロック図は一般に図3.4のような形で表される。同図において， v_G は発電機端子電圧で

$$v_G = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.11)$$

である。図示のように発電機端子電圧基準値 V_{ref} と v_G の差がAVR系に入力され，発電機の界磁電圧 e_{fd} が出力される。 $F_{AVR}(s)$ は発電機AVR系の伝達関数であり，その特性は励磁系により異なるが，ここでは一次遅れ系と仮定し

$$F_{AVR}(s) = K_A / (1 + T_A s) \quad (3.12)$$

で表わされるとする。ここで， s はラプラス変換の演算子， K_A ， T_A はそれぞれAVR系の利得と時定数である。なお，この K_A ， T_A は対象周波数領域での利得，位相が実際のAVR系と等しくなるように選ぶ。以上によって e_{fd} と v_G との関係は

$$e_{fd} + T_A p e_{fd} = K_A (V_{ref} - v_G) \quad (3.13)$$

となる。

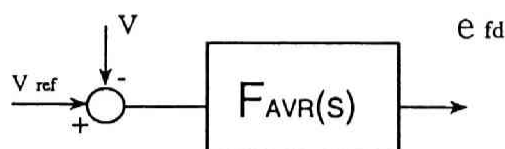


図3.4 AVR系の伝達関数モデルブロック図

〔発電機の回転運動方程式〕

発電機の回転運動方程式として、発電機のpu回転角 $\Theta = \theta / \omega_0$ (θ :回転子の回転角)に関する周知の次式⁽⁴⁾

$$M p^2 \Theta + D p \Theta = T_M - T_e \quad (3.14)$$

を用いる。ここで、 M 、 D 、 T_M 、 T_e はそれぞれ発電機の慣性定数、制動係数、機械入力トルク、電気出力トルクであり、また、 T_e は次式で与えられる。

$$T_e = \phi_d i_q - \phi_q i_d \quad (3.15)$$

〔変換器用変圧器〕

Y-Y結線の変換器用変圧器 T_{R1} の漏れリアクタンス、巻線抵抗をそれぞれ、 X_{TC} 、 R_{TC} とすると(d 、 q)軸座標系での発電機端子電圧 \dot{V}_G の d 、 q 軸成分 v_d 、 v_q とダイオードブリッジ変換器 DB の交流側電圧 \dot{V}_N の d 、 q 軸成分 v_{Nd} 、 v_{Nq} との関係は

$$v_d - v_{Nd} = R_{TC} i_d + (X_{TC}/\omega_0) p i_d - X_{TC}(p \Theta) i_q \quad (3.16)$$

$$v_q - v_{Nq} = X_{TC}(p \Theta) i_d + R_{TC} i_q + (X_{TC}/\omega_0) p i_q \quad (3.17)$$

となる。なお、式(3.16)(3.17)の導出については付録3.1で説明する。

(2) 直流系統に対する基礎方程式

直流系統の等価回路を図3.5に示す。表3.1に示したが同図において、 L_D 、 R_D 、 C_N 、 G_N 、 v_{dc} 、 v_c 、 i_{dc} はそれぞれ単位化した平滑用リアクトルのインダクタンス、同抵抗、同キャパシタのキャパシタンス、逆変換装置を模擬した直流系統の等価抵抗負荷コンダクタンス、ダイオードブリッジ変換器DBの直流側電圧、平滑用キャパシタの電圧、同リアクトルの電流である。各定数の物理単位から単位法表示への換算は付録3.2に示した。同図より直流系統主回路の基礎方程式は

$$(R_D + L_D p) i_{dc} = (v_{dc} - v_c) \quad (3.18)$$

$$(G_N + C_N p) v_c = i_{dc} \quad (3.19)$$

となる。

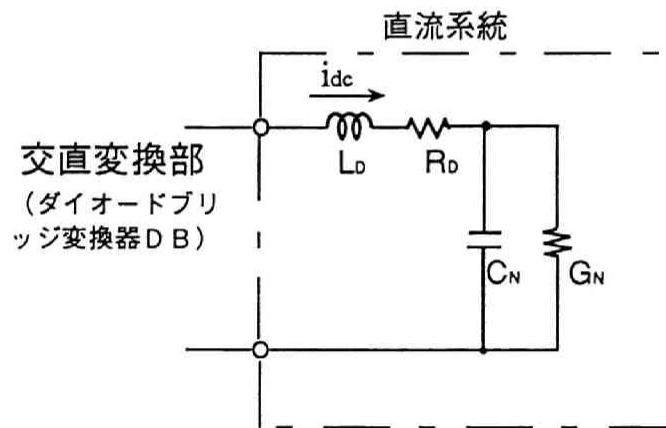


図3.5 直流系統の等価回路

(3) 交直変換部に対する基礎方程式

交流系統と直流系統を結ぶダイオードブリッジ変換器DBをどのように表現するかということは非常に難しく、確立された手法はない。本研究においては、この部分を交直変換部とし、その機能について以下のような式が成立するものと仮定する。仮定の妥当性については、3.4節において同式による解析結果と実験結果を比較することで検証することにする。

図3.6に交直変換部を示す。図において、 \dot{V}_N はDBの交流側電圧、 \dot{i}_G は発電機の電機子電流（本章の解析対象モデル系統では、DBの交流側電流に一致する）で、d, q軸成分で構成されている。また、 $V_N = |\dot{V}_N|$ 、 $i_G = |\dot{i}_G|$ で、 V_{dc} 、 i_{dc} はそれぞれDBの直流側の電圧、電流である。（ V_N 、 i_G を小文字の変数にしているのはそれらが時間関数だからである。）

Y-Y結線の変換装置用変圧器 T_{R1} の漏れリアクタンス X_{Tc} による電圧降下は、式(3.16),(3.17)に示したように交流系統の基礎方程式の中で考慮している。従って交直変換部で考慮する必要はないということになるが、同式は交流正弦波理論を前提としており、第2章で述べた転流現象による V_{dc} の電圧降下を完全に考慮することはできない。そこで、補正項を導入してその誤差を考慮し、 $|\dot{V}_N| = V_N$ と V_{dc} の関係を、

$$V_{dc} = V_N - (\pi/6)X_{cc}i_{dc} - (\pi/3)^2L_{cc}p i_{dc} \quad (3.20)$$

と仮定する。ここで、右辺第2項第3項が補正項で、 X_{cc} 、 L_{cc} は表3.1に示したように、それぞれ転流現象による電圧降下を補正するためのリアクタンスとインダクタンスで、 $X_{cc} = \omega_0 L_{cc}$ の関係がある。なお、上式の仮定については付録3.3で説明する。

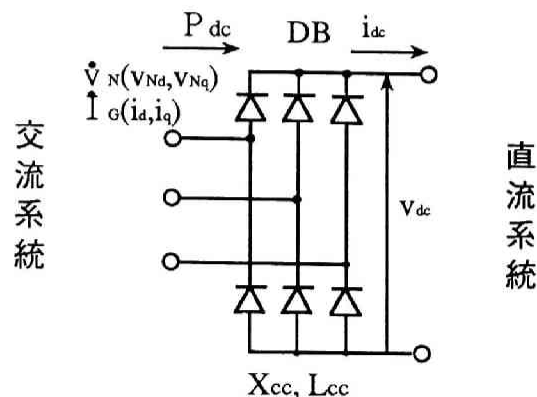


図3.6 交直変換部

また，前項の仮定（３）より

$$V_{dc} = V_N \cos \varphi \quad (3.21)$$

の関係が成立する。ここで， φ は，交流側から交直変換部を見た場合の力率角である。また，DBでは電力の発生，消費，蓄積は起こらないので，有効電力は，交直変換部の交流側，直流側で等しくなるということから，直流電力 P_{dc} について

$$P_{dc} = V_N i_G \cos \varphi \quad (3.22)$$

が成立する。 P_{dc} については

$$P_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad (3.23)$$

も成立するので，次式の関係が得られる。

$$i_G = i_{dc} \quad (3.24)$$

また，図3.7にd，q軸座標平面に i_G ， \dot{V}_N ベクトル図を示すが，同図より， i_G ， \dot{V}_N の大きさ，位相とd，q軸成分間の関係は，

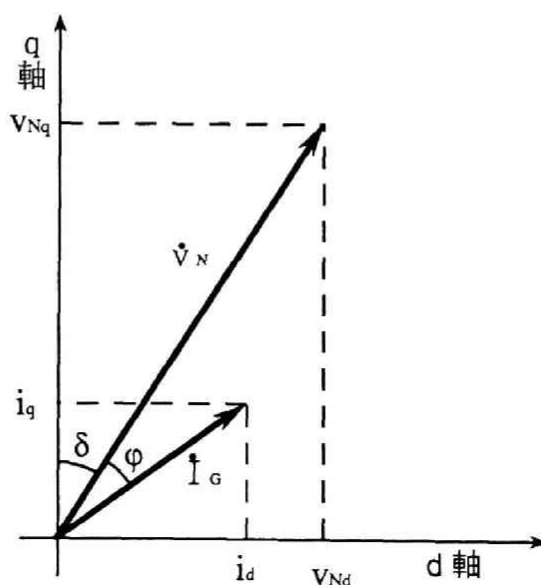


図3.7 交直変換部交流側電圧電流ベクトル図

$$V_{Nd} = V_N \sin \delta_N \quad (3.25)$$

$$V_{Nq} = V_N \cos \delta_N \quad (3.26)$$

$$i_d = i_G \sin(\delta_N + \varphi) \quad (3.27)$$

$$i_q = i_G \cos(\delta_N + \varphi) \quad (3.28)$$

となる。ここで、 δ_N は \dot{V}_N の発電機回転子q軸に対する位相差であり、 δ_N 、 φ 共に時間により変化する変数である。

以上の式が直流系統の諸変数と交流系統の諸変数を結びつけている交直変換部の基礎方程式である。整理すると、直流系統の変数 V_{dc} 、 i_{dc} は、(3.20)～(3.24)式で変換所端の交流系統の変数 V_N 、 i_G と結び付けられ、さらに、 V_N 、 i_G は(3.25)～(3.28)式で交流系統のd、q軸変数 V_{Nd} 、 V_{Nq} 、 i_d 、 i_q と結び付けられている。

なお、以上本項で示した基礎方程式の数は26〔式(3.12)、(3.24)は含まない〕であり、一方変数の数も26あり

$$\left. \begin{array}{l} V_d, V_q, e_{fd}, V_G, V_{dc}, V_c, V_N, V_{Nd}, V_{Nq} \\ \phi_d, \phi_q, \phi_{fd}, \phi_{kd}, \phi_{kq} \\ \omega (= p\Theta) \\ i_d, i_q, i_{fd}, i_{kd}, i_{kq}, i_{dc}, i_G \\ \varphi, \delta_N \\ P_{dc}, T_e \end{array} \right\} \quad (3.29)$$

である。ここで、 Θ に関しては、微分項しか含まれていないので、微分値 $p\Theta = \omega$ を変数としている。なお、本項で導いた基礎方程式(3.1)～(3.28)は微小変化量に関する式に変形され、行列を用いた微分方程式の形に整理されて、安定判別のための固有値の計算に用いられる。

3. 2. 4 微小変化量に関する基礎方程式と安定判別法

前項において解析対象モデル系統に対する基礎方程式が導出されたが、この中には非線形方程式が含まれており、直接、固有値を求めて系として安定かどうかを判別できない。そこで上記基礎方程式を、ある運転状態において、その近傍の微小変化量に関する線形基礎方程式によって近似することにより安定判別を行うことにする。

(1) 微小変化量に関する基礎微分方程式

前述の基礎方程式群より線形方程式を求め、かつ変数の数を整理すると、8つの独立な状態変数、それぞれ i_{fd} , i_{kd} , i_d , i_{kq} , i_q , e_{fd} , $\omega = p\theta$, v_c の微小変化量 Δi_{fd} , Δi_{kd} , Δi_d , Δi_{kq} , Δi_q , Δe_{fd} , $\Delta \omega$, Δv_c について次の基礎微分方程式が得られる(付録3.4参照)。

$$\begin{aligned} p[\Delta X] &= [A][\Delta X] \\ [A] &= [A_L]^{-1}[A_R] \quad : \quad \text{係数行列} \end{aligned} \quad (3.30)$$

ここで、 $[A_L]$, $[A_R]$, したがって $[A]$ は8行8列の行列であり、また $[A_L]$, $[A_R]$ の要素を、それぞれ a_{Lij} , a_{Rij} ($i, j=1, 2, \dots, 8$) とすると、それらは以下のようになる。

$$\begin{aligned} a_{L11} &= X_{ffd} \\ a_{L12} &= X_{ad} \\ a_{L13} &= -X_{ad} \\ a_{L21} &= X_{ad} \\ a_{L22} &= X_{kkd} \\ a_{L23} &= -X_{ad} \\ a_{L34} &= X_{kkq} \\ a_{L35} &= -X_{aq} \\ a_{L47} &= M \\ a_{L51} &= -K_A v_{d0} X_{ad} / (v_{G0} \omega_0) \\ a_{L52} &= -K_A v_{d0} X_{ad} / (v_{G0} \omega_0) \\ a_{L53} &= K_A v_{d0} X_d / (v_{G0} \omega_0) \\ a_{L54} &= -K_A v_{q0} X_{aq} / (v_{G0} \omega_0) \\ a_{L55} &= K_A v_{q0} X_q / (v_{G0} \omega_0) \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$a_{L56} = -T_A$$

$$a_{L68} = C_N$$

$$a_{L71} = (v_{Nd0}/v_{N0})(X_{ad}/\omega_0)$$

$$a_{L72} = (v_{Nd0}/v_{N0})(X_{ad}/\omega_0)$$

$$a_{L73} = -(v_{Nd0}/v_{N0})(1/\omega_0)(X_d + X_{TC}) - (i_{d0}/i_{dc0}) \\ \{L_D + (\pi/3)^2 L_{CC}\}$$

$$a_{L74} = (v_{Nq0}/v_{N0})(X_{aq}/\omega_0)$$

$$a_{L75} = -(v_{Nq0}/v_{N0})(1/\omega_0)(X_q + X_{TC}) - (i_{q0}/i_{dc0}) \\ \{L_D + (\pi/3)^2 L_{CC}\}$$

$$a_{L81} = -(X_{ad}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0)$$

$$a_{L82} = -(X_{ad}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0)$$

$$a_{L83} = L_D(i_{d0}/i_{dc0}) + (X_d/\omega_0 + X_{TC}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0)$$

$$a_{L84} = (X_{aq}/\omega_0)\sin\delta_0(\sin\varphi_0 - \cos\varphi_0)$$

$$a_{L85} = L_D(i_{q0}/i_{dc0}) - (X_q/\omega_0 + X_{TC}/\omega_0)\sin\delta_0(\sin\varphi_0 - \cos\varphi_0)$$

上記以外の要素：0

$$a_{R11} = -R_{fd}$$

$$a_{R16} = R_{fd}/X_{ad}$$

$$a_{R22} = -R_{kd}$$

$$a_{R34} = -R_{kq}$$

$$a_{R41} = -X_{ad}i_{q0}$$

$$a_{R42} = -X_{ad}i_{q0}$$

$$a_{R43} = (X_d - X_q)i_{q0}$$

$$a_{R44} = X_{aq}i_{d0}$$

$$a_{R45} = -\{e_{fd} - (X_d - X_q)i_{d0}\}$$

$$a_{R47} = -D$$

$$a_{R51} = K_A(1/v_{G0})v_{q0}X_{ad}$$

$$a_{R52} = K_A(1/v_{G0})v_{q0}X_{ad}$$

$$a_{R53} = -K_A(1/v_{G0})(v_{d0}R_a + v_{q0}X_d)$$

$$a_{R54} = -K_A(1/v_{G0})v_{d0}X_{aq}$$

$$a_{R55} = -K_A(1/v_{G0})(-v_{d0}X_q + v_{q0}R_a)$$

$$a_{R56} = 1$$

$$a_{R57} = K_A(1/v_{G0})\{v_{d0}X_q i_{q0} + v_{q0}(e_{fd0} - X_d i_{d0})\}$$

$$a_{R63} = i_{d0}/i_{dc0}$$

(3. 32)

$$a_{R65} = i_{q0}/i_{dc0}$$

$$a_{R68} = -G_N$$

$$a_{R73} = (v_{Nd0}/v_{N0})R_{TC} + (v_{Nq0}/v_{N0})X_{TC} + (i_{d0}/i_{dc0}) \\ (R_D + \pi X_{CC}/6)$$

$$a_{R75} = -(v_{Nd0}/v_{N0})X_{TC} + (v_{Nq0}/v_{N0})R_{TC} + (i_{q0}/i_{dc0}) \\ (R_D + \pi X_{CC}/6)$$

$$a_{R77} = -X_{TC}(i_{d0} + i_{q0})$$

$$a_{R78} = 1$$

$$a_{R83} = -R_D(i_{d0}/i_{dc0}) - v_{N0}\sin\varphi_0\cos(\delta_0 + \varphi_0)/i_{dc0} + R_{TC}\cos\delta_0 \\ (\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0) - X_{TC}\sin\delta_0(\sin\varphi_0 - \cos\varphi_0)$$

$$a_{R85} = -R_D(i_{q0}/i_{dc0}) + v_{N0}\sin\varphi_0\sin(\delta_0 + \varphi_0)/i_{dc0} - X_{TC}\cos\delta_0 \\ (\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0) - R_{TC}\sin\delta_0(\sin\varphi_0 - \cos\varphi_0)$$

$$a_{R87} = X_{TC}i_{q0}\cos\delta_0(\sin\varphi_0 + \cos\varphi_0) - X_{TC}i_{d0}\sin\delta_0(\sin\varphi_0 - \cos\varphi_0)$$

$$a_{R88} = -1$$

上記以外の要素：0

また， $[\Delta X]$ は 8 行 1 列の変数ベクトルで

$$[\Delta X] = [\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q, \Delta e_{fd}, \Delta \omega, \Delta v_c]^t \quad (3.33)$$

である。

なお，式(3.31)，(3.32)において各変数記号脚符0を付したものはその変数の定常値を表わしている。ただし， ω_0 は定格角周波数であるので， ω の定常値は ω_{ST} としている。なお，式(3.31)，(3.32)では，3.2.2項の仮定(1)より $\omega_{ST} = 1$ としている。

(2) 安定判別法

良く知られているように，基礎微分方程式(3.30)の係数行列Aの固有値について，その実部がすべて負であれば系統は安定になり，1つでも正であれば，不安定（この場合自励振動が発生する）であると判別できる。従って，自励振動の発生の有無を判別するのであれば，すべての固有値を吟味しなくても，固有値のうち，実部が最も大きなもの，すなわちいわゆる代表根を選び出し，その実部の正負で判別すればよいことになる。

代表根は一つの実数になる場合と一組の共役複素数になる場合があるが，本章のモデル系統では，代表根は共役複素数となるので，そのうち虚部が正のものを λ_1 とすると

$$\lambda_1 = -\alpha_1 + j 2 \pi f_1 \quad (3.34)$$

と表わされる。ここで、 α_1 と f_1 はそれぞれ振動減衰定数と周波数である。次節の自励振動現象の発生に及ぼす諸因子の影響の検討では、平滑用リアクトルの抵抗 R_D 、発電機のq軸制動巻線抵抗 R_{kq} 、平滑用キャパシタのキャパシタンス C_N 、平滑用リアクトルのインダクタンス L_D 、発電機AVR系の利得 K_A の変化による α_1 と f_1 の変化を解析する。また、 α_1 は代表根の実部の符号を反転したものであり、正ならば、系統は安定、負ならば自励振動を発生して不安定ということになる。なお上記した安定判別法により、発電機の制動巻線の抵抗、平滑用キャパシタの影響を考慮することが可能となった。

(3) 計算手順

図3.8に代表根選定と安定判別の計算手順を示すフローチャートを示す。すなわち、①では、式(3.1)～(3.11)，(3.13)～(3.23)，(3.25)～(3.28)の中で用いている、解析対象モデル系統の各定数の値を設定する。ただし、 V_{ref} 、 T_M は値を設定せず、替りに ω 、 V_G の定常値 ω_{ST} 、 V_{G0} を設定する。本論文の解析では、 $\omega_{ST}=1$ 、 $V_{G0}=1$ と設定する。

②では、各定数及び ω_{ST} 、 V_{G0} を既知とし、式(3.29)に示した変数すなわち v_d 、 v_q 、 e_{fd} 、 V_G 、 V_{dc} 、 V_c 、 V_N 、 V_{Nd} 、 V_{Nq} 、 ϕ_d 、 ϕ_q 、 ϕ_{fd} 、 ϕ_{kd} 、 ϕ_{kq} 、 $\omega (= p \Theta)$ 、 i_d 、 i_q 、 i_{fd} 、 i_{kd} 、 i_{kq} 、 i_{dc} 、 i_G 、 ϕ 、 δ_N 、 P_{dc} 、 T_e の定常値の内、 ω_{ST} 、 V_{G0} を除く24の定常値と T_M 、 V_{ref} を未知数として、式(3.1)～(3.11)，(3.13)～(3.23)，(3.25)～(3.28)を解く。定常値を解くのであるから、 $p \Theta (= \omega)$ を除き式中の微分項はすべて0とする。この解は解析的には解けないので計算機による数値解法で求める。未知数の解が得られれば所定の運転状態におけるすべての定数の値とすべての変数の定常値が決定される。

③では、決定された定数と変数の定常値を式(3.31)，(3.32)に代入して、 $[A_L]$ ， $[A_R]$ の各要素を計算する。これより、式(3.30)により $[A]$ を計算し、その固有値を求める。

④では、得られた固有値の内、実部の最も大きなものを代表根として選定し、その実部の符号より系統の安定判別すなわち自励振動発生の有無の判別を行う。

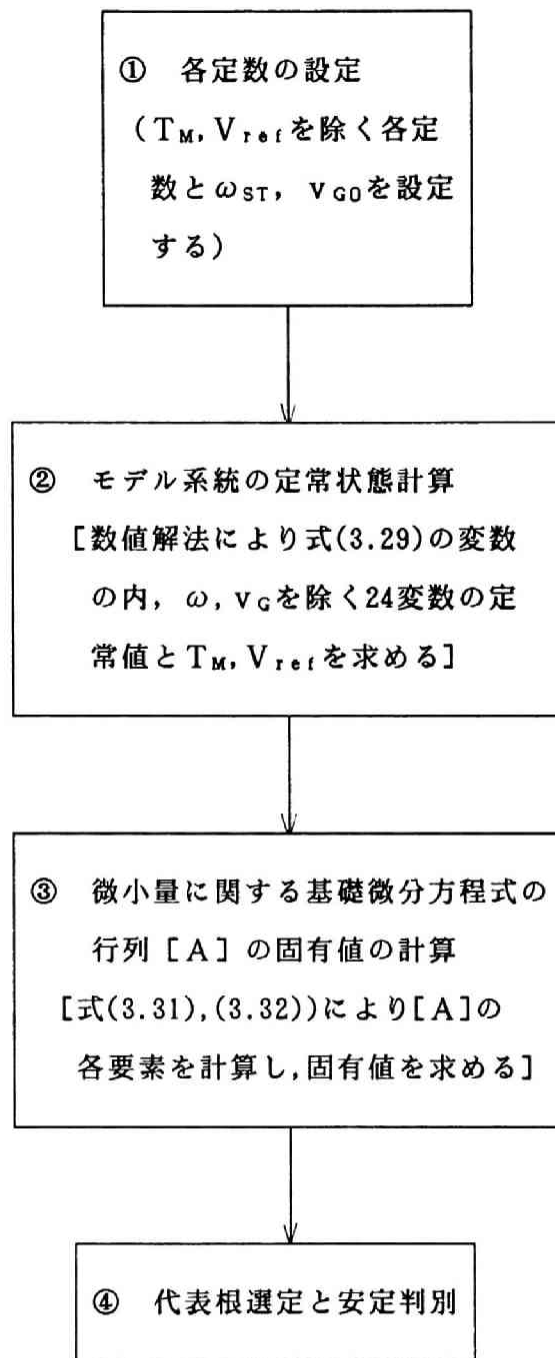


図3. 8 代表根選定と安定判別計算
フローチャート

3.3 自励振動現象の発生に及ぼす諸因子の影響

本節においては、前節において説明した解析手法を用いて、自励振動現象の発生に及ぼす諸因子の影響を検討する。ただし、検討する因子は、平滑用リアクトルの抵抗 R_D 、同インダクタンス L_D 、発電機のq軸制動巻線抵抗 R_{kq} 、平滑用キャパシタのキャパシタンス C_N 、発電機AVR系の利得 K_A である。具体的には諸定数および諸変数の定常値の設定において逆変換装置を模擬した直流系統の等価抵抗 G_N を変化させることにより直流系統の負荷電力 P_L を変化させて、代表根の減衰定数 α_1 、周波数 f_1 の変化を調べる。なお、 $P_L = G_N V_{co}^2$ の関係があり、 P_L の方が運転状態を表わす指標として G_N よりも適しているので、運転状態は P_L で示すことにした。

3.3.1 解析対象モデル系統の諸定数

標準とした諸定数の値を表3.2に示しているが、それらは発電機容量10KVAを基準とした単位法で表現しているが、単位がpuのものは単位を省略している。また、変化させた被検討因子の値は各ケースで明示している。同表の定数は3.4節で説明する実験による検証にも用いている。

3.3.2 平滑用リアクトルの抵抗の影響

図3.9は平滑用リアクトルの抵抗 R_D をパラメータとして代表根の減衰定数 α_1 、周波数 f_1 の負荷電力 P_L による変化を示したものである。

交流系統で直列コンデンサ補償を行った場合に交流系統と発電機の軸系との間で発生する自励振動現象においては、発電機の負荷状態によって現象が影響されることは殆どないが、同図(a)において、 $R_D = 0$ puとした場合の P_L の変化による α_1 の変化をみると、 $P_L = 0.25$ puの時、 α_1 は最小となり、 P_L がそれより大きくても小さくても α_1 が増し系統の安定性が増すことになる。また、周波数 f_1 も $P_L = 0.2$ puの近傍で最小となっている。この現象の物理的解釈は難しいが、基礎方程式の中に非線形方程式〔交流系統の式(3.1)，

(3.11)，(3.15)，交直変換部の式(3.21)～(3.23)，(3.25)～(3.28)〕が含まれているので、それより導出した、ある運転状態近傍の微小変化に関する線形基礎微分方程式の係数が運転状態により変化するためであると考えられる。例えば、式(3.31)の左項係数行列 A_L の要素 a_{L73} には、発電機のd軸電機子電流の定常値 i_{d0} やダイオードブリッジ変換器の交流側電圧d軸成分の定常値 V_{Nd0} 等が含まれている。このため、運転状態が変化すると、基礎微分方程式の係数の内、その状態に対応する定常値を含むものがそれぞれ変化し、その結果として負荷電力が小さい時は安定で、中

表 3. 2 解析対象モデル系統の諸定数

(pu値表示, 基準定格電力10KVA, 定格線間電圧実効値220V
定格周波数50Hz)

[発電所]

発電機

$$X_d=2.8, \quad X_q=2.8, \quad X_{ad}=2.7, \quad X_{aq}=2.7$$

$$X_{ffd}=3.01, \quad X_{kkd}=3.22, \quad X_{kkq}=3.21$$

$$R_a=0.02, \quad R_{fd}=2.05, \quad R_{kd}=0.075, \quad R_{kq}=0.075$$

AVR系

$$K_A=50.0, \quad T_A=0.1(s)$$

回転運動系

$$M=2.32(s), \quad D=1.0$$

[順変換所]

順変換器

$$L_D=0.557(mH/\Omega), \quad R_D=0.02, \quad X_{cc}=0.0$$

変圧器

$$X_{TC}=0.04, \quad R_{TC}=0.0$$

[直流送電線路]

$$G_N=0 \sim 1.0, \quad C_N=0.116(F/\Omega)$$

間的な負荷電力で不安定となり, さらに負荷電力が大きくなると再び安定となるものと考えられる。このような特性は次項以降で検討するケースでも再確認される。また, 3. 4節で示すように実験結果とも一致している。

また, $P_L-\alpha_1$ 曲線は, 同図(a)に示すように R_D が大きくなると上方に移動し, 安定性が増してくることがわかる。例えば, R_D を 0. 02 から 0. 05 に増加すると, α_1 は P_L の値に拘わらず常に $\alpha_1 > 0$ となっており, 系統は全運転領域にわたり安定になる。リアクトルの抵抗分は電力損失を生じるものであるので, 系統安定化対策としては得策でないが, 他に適切な安定化対策がない時は次善の対策と成り得るものである。また, 同図(b)より $R_D=0 \sim 0.05$ の範囲では振動周波数 f_1 はあまり変化しないことがわかる。

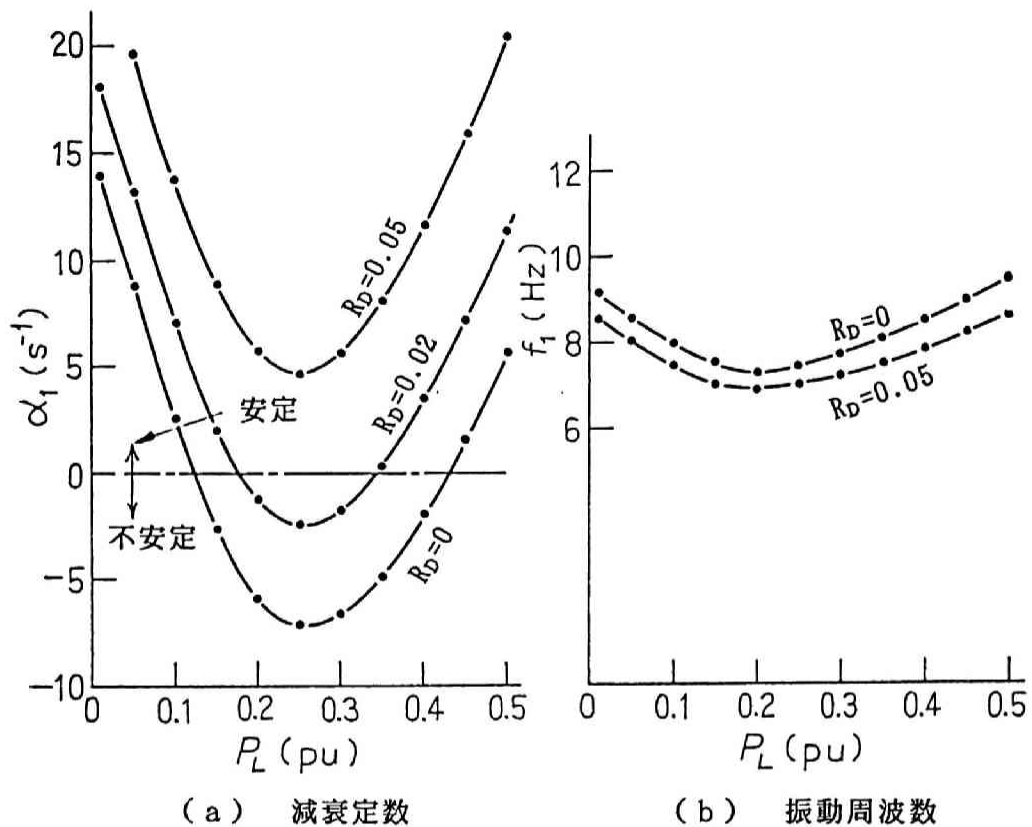


図3.9 平滑用リアクトルの抵抗の影響

3.3.3 発電機q軸制動巻線抵抗の影響

図3.10に発電機のq軸制動巻線抵抗 R_{kq} をパラメータとした場合の P_L と α_1 , f_1 の関係を示す。ただし、簡単のため、 $R_D = 0$, $K_A = 0$ とした。同図(b)より、 f_1 は R_{kq} が大きくなるほど低下していることがわかる。また、同図(a)に示すように、 α_1 は $R_{kq} = 0.025 \sim 0.075$ puの範囲では変化が小さいが $R_{kq} = 0.1$ puとなると $P_L - \alpha_1$ 曲線が下方すなわち不安定側へ大きく移動している。これは、 R_{kq} が小さい時は、自励振動現象が他の要素すなわちd軸制動巻線抵抗 R_{kd} や界磁抵抗 R_{fd} により支配され、 R_{kq} が大きくなるとそれにより支配されるためと考えられる。以上の結果から、 R_{kq} が自励振動現象に大きく関与していることが明らかになった。

上記したことから R_{kq} を小さくすれば、自励振動現象を防止でき、系統が安定化することがわかる。しかしながらそのためには、制動巻線の太さを大きくするか、巻線数を多くする必要があり、結果的には発電機の体格を大きくすることになり、また、自励現象が発生することがわかってからの対策としては発電機の改良作業を伴うものであり、あまり得策ではない。

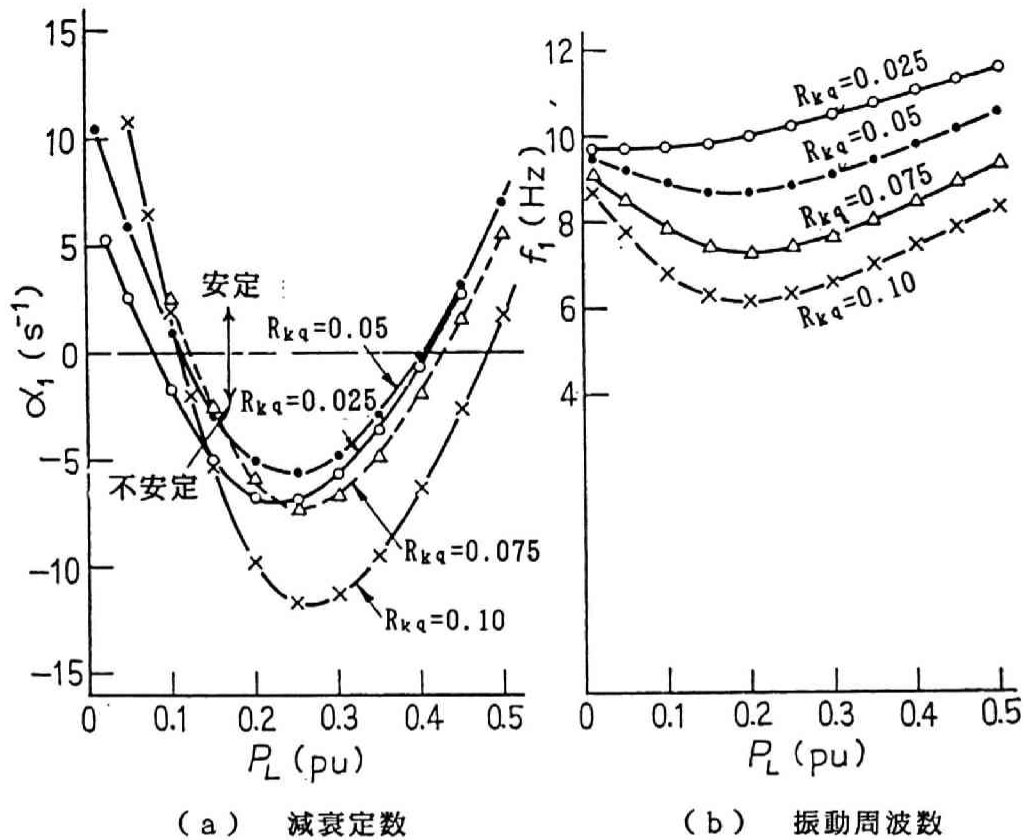


図 3. 10 q 軸制動巻線抵抗の影響

3. 3. 4 平滑用キャパシタと平滑用リアクトルの影響

図 3. 11 に平滑用キャパシタのキャパシタンス C_N と平滑用リアクトルのインダクタンス L_D をパラメータとした場合の P_L による α_1 , f_1 の変化を示す。ただし, $R_D = 0$, $K_A = 0$ とした。同図(a)より, $L_D = 0.557 \text{ mH}/\Omega$ とし, C_N を $0.029 \text{ F}\Omega$, $0.058 \text{ F}\Omega$, $0.116 \text{ F}\Omega$ と変化させると α_1 は不安定方向へ変化することがわかる。一方, $C_N = 0.058 \text{ F}\Omega$, $L_D = 0.557 \text{ mH}/\Omega$ の場合の $P_L - \alpha_1$ 曲線と, $C_N = 0.058 \text{ F}\Omega$ のままで, $L_D = 1.11 \text{ mH}/\Omega$ とした場合のそれはほぼ一致している。このことから, 検討した条件の範囲では, L_D はシステムの安定性すなわち, 自励振動現象の発生の有無にはあまり関与していないことがわかる。

f_1 については, 同図(b)に示すように $L_D = 0.557 \text{ mH}/\Omega$ とし, C_N を $0.029 \text{ F}\Omega$, $0.058 \text{ F}\Omega$, $0.087 \text{ F}\Omega$, $0.116 \text{ F}\Omega$ と大きくしていくと f_1 が小さくなっている。この時の変化状態をみると, C_N を n 倍にすると f_1 が $1/\sqrt{n}$ になっていることがわかる。また, $L_D = 1.11 \text{ mH}/\Omega$ とした場合についても同様の関係が確認できる。このことから, f_1 と C_N の間には,

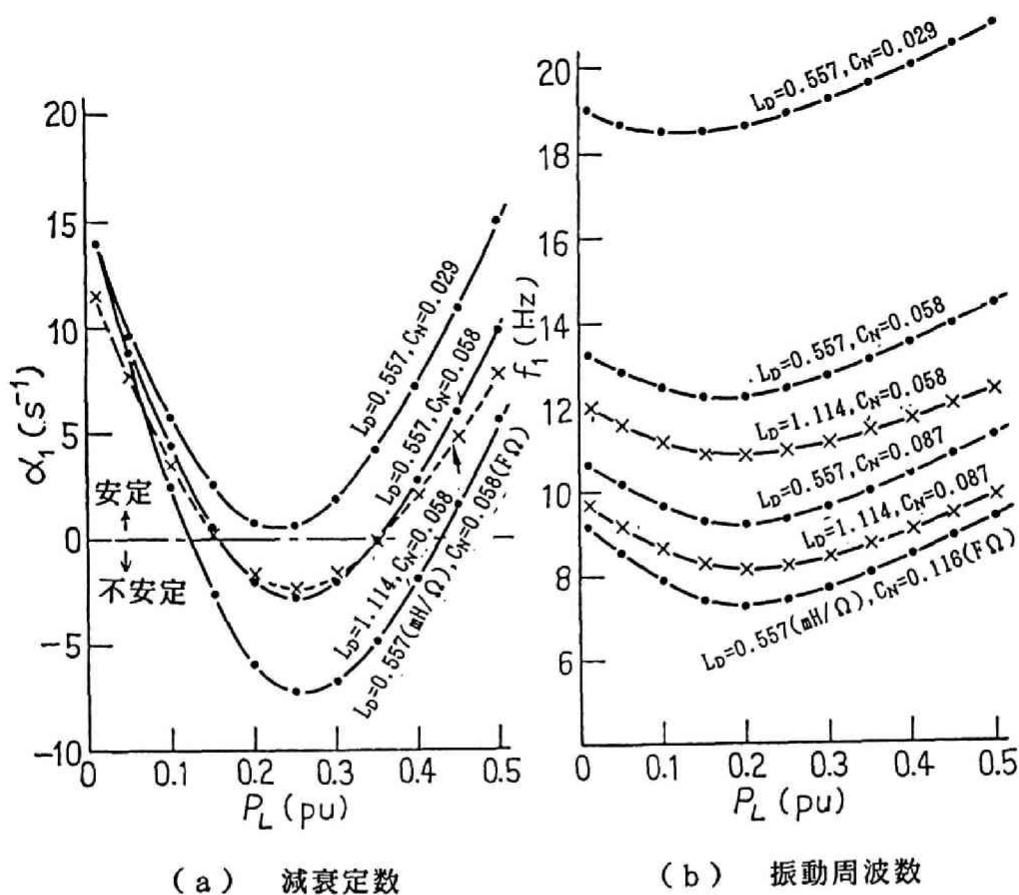


図3. 11 平滑用キャパシタおよび平滑用リアクトルの影響

$$f_1 = k_f / \sqrt{C_N}$$

(3. 35)

の関係があることが推定される。ここで、 k_f は比例定数である。一方、 $C_N=0.058$ または $0.087\text{F}\Omega$ とし、 L_D を $0.557\text{mH}/\Omega$ から $1.11\text{mH}/\Omega$ へと2倍にした場合には、 f_1 は10～20%しか低下せず、 L_D と f_1 間には上式で示されるような明確な関係は得られなかった。

C_N の影響の検討結果から、系統の安定化を図るためには C_N を小さくすれば良いことになるが、平滑用キャパシタには、直流電流の脈動を吸収して、逆変換装置への印加電圧すなわち平滑用キャパシタの電圧 v_c の変動を抑制するためある程度の容量が必要であり、最小限度がある。

3. 3. 5 AVR系の利得の影響

発電機のAVR系の動作を考慮し、その利得 K_A をパラメータとした場合の P_L に対する α_1 、 f_1 の関係を、図3. 12に示す。ただし、 $R_D=0$ 、 $X_{cc}=0.01$ とした。同図(a)、(b)より K_A を大きくすると α_1 は不安定側に移動し、 f_1 は高くなる傾向がわかる。この結果より、安定化を図るためには、 K_A を小さくすればよいことがわかるが、その場合、AVR系の電圧維持機能が低下し、 P_L が変化した場合の発電機端子電圧 v_G の変動が大きくなるという悪影響があるので適切な K_A を選定する必要がある。

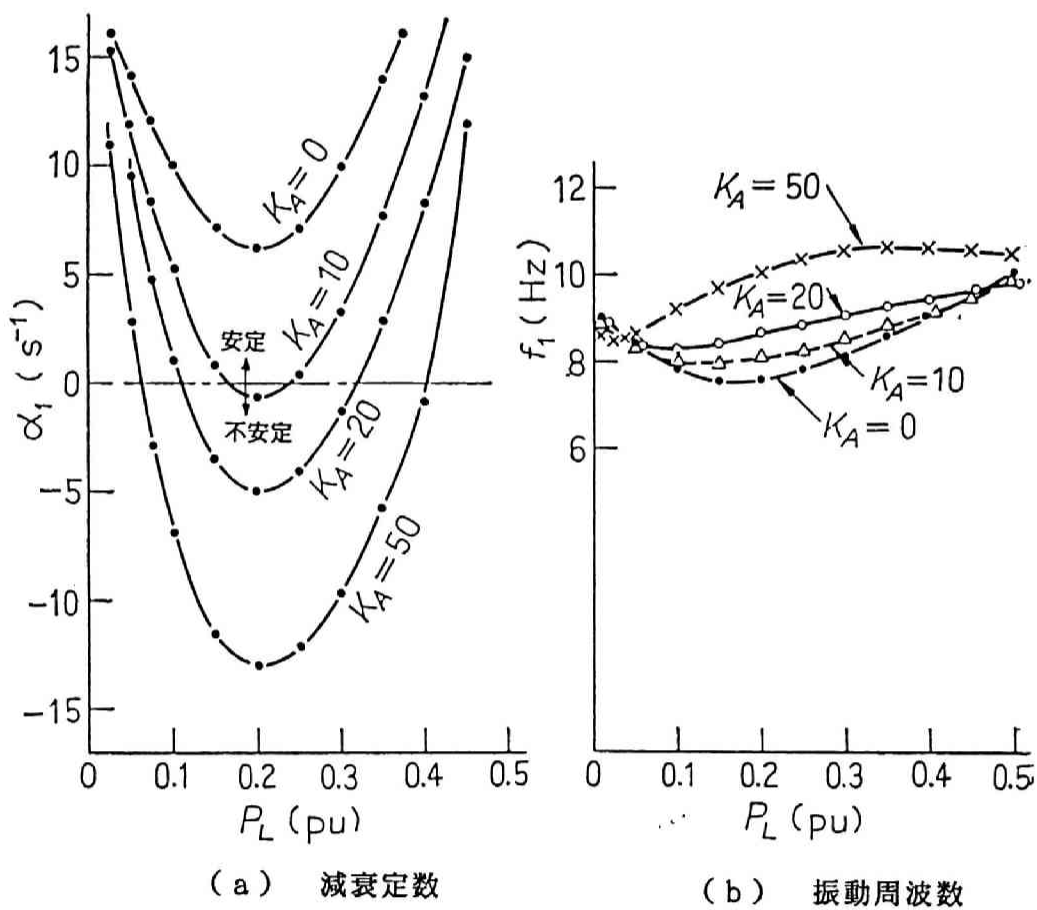


図3. 12 AVR系利得の影響

3. 4 実験による安定判別法の妥当性の検証

3. 2節で導出した安定判別法の妥当性を確認するため、図3. 1で示したモデル系統に対応する実際の小形発電機と無停電電源装置（改良した電力変換装置）を組み合わせて実験を行った。

3. 4. 1 実験回路

図3. 1 3に実験回路構成図を示す。図において、 G_1 は発電機であるが、実験であるので、操作性を考慮して、原動機ではなく、直流電動機DCMで駆動している。この発電機 G_1 は回転子の制動巻線用スロットに挿入する導体の数を調整することで制動効果を変化させることができる。 G_1 の端子電圧 v_g はAVR系で調整している。また、図3. 1におけると同様 T_{R1} はY-Y結線の変換器用変圧器、DBはダイオードブリッジ変換器、DCLは平滑用リアクトル、DCCは平滑用キャパシタである。なお直流系統の等価抵抗負荷は可変でかつ最大10kWの容量が必要であるが、巻線抵抗ではそれだけの容量のものがないので、可変水抵抗WRを用いた。また、実験の都合上、発電機のAVR系はすべての場合において動作させた。なお、諸定数は表3. 2に示したものと同一である。

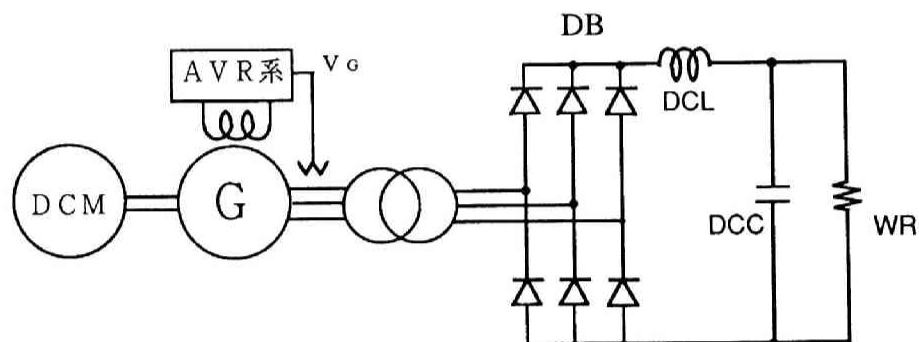


図3. 1 3 実験回路構成

3. 4. 2 妥当性の検証

実験によって得られた主要な結果は次の通りである。

(1) 無負荷では自励振動現象は発生しなかったが、負荷を増加させると、 $P_L > 0.1\text{pu}$ の負荷領域で定常的な自励振動が観測された。図3. 14(a),(b)に、 $P_L = 0.2\text{pu}$, $L_D = 0.557\text{mH}/\Omega$, $C_N = 0.116\text{F}/\Omega$; $L_D = 1.11\text{mH}/\Omega$, $C_N = 0.058\text{F}/\Omega$ とした場合の発電機線間端子電圧 v_{ab} (ab相間), 発電機電機子電流 (a相) i_a , 界磁電流 i_{fd} , 界磁電圧 e_{fd} の波形を示した。 i_a の波形は、交流系統の定格周波数 50Hz の交流波形が、発生した自励振動の波形によって振幅変調された形となっている。また同図(a)の場合について調べると、この自励振動は、周期が 0.14s , 従って周波数が約 7Hz である。3. 3. 3項で説明し

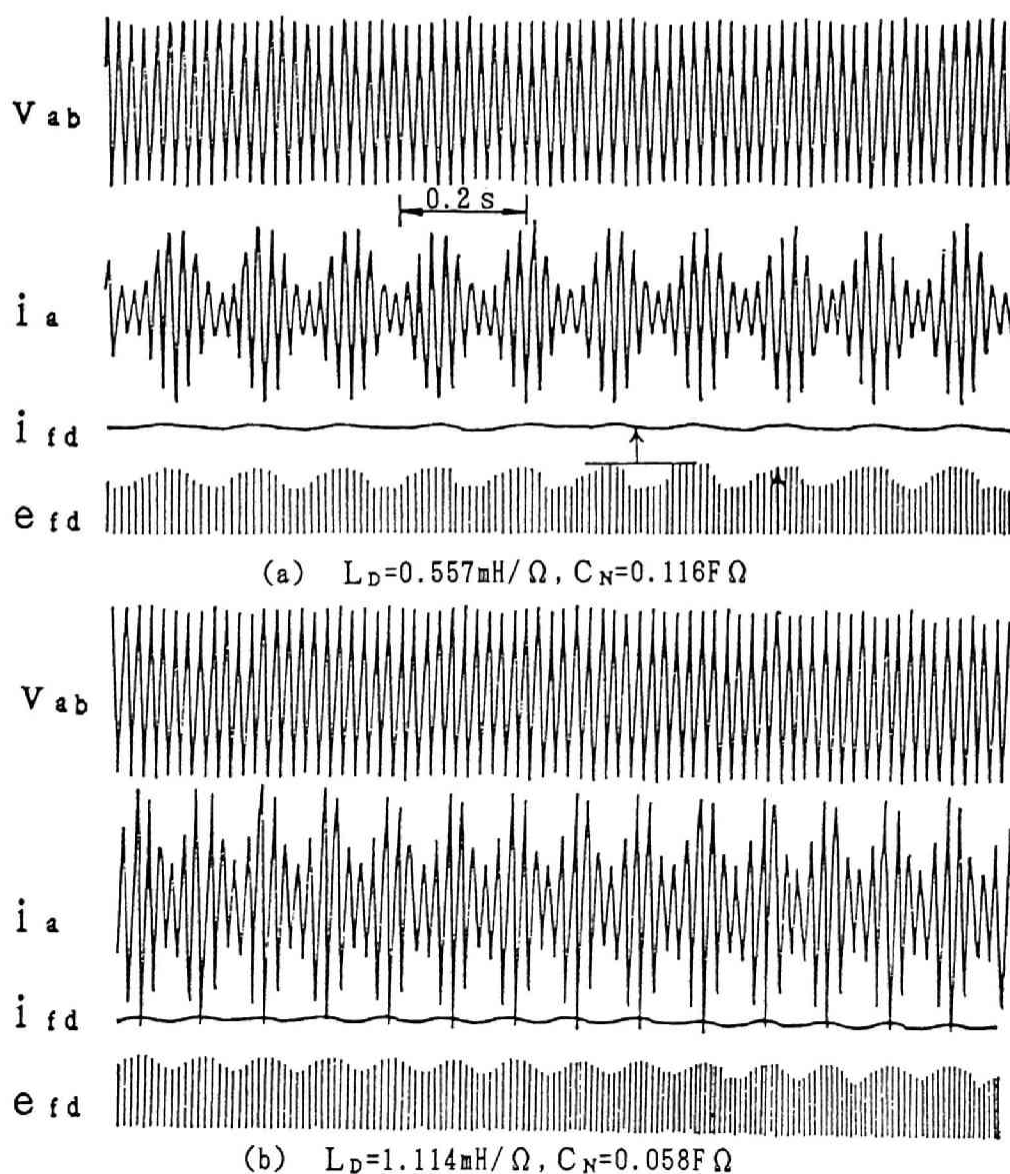


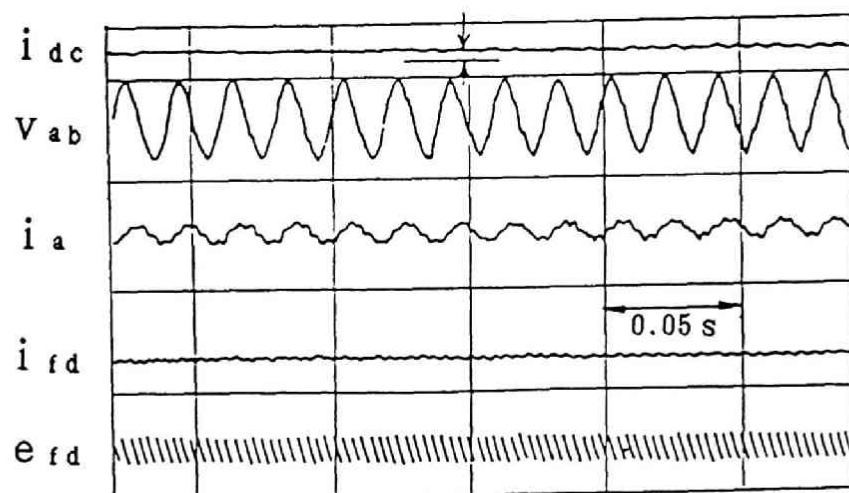
図3. 14 自励振動現象発生時の電流電圧波形

た図 3. 11 で、 $L_D=0.557\text{mH}/\Omega$ 、 $C_N=0.116\text{F}\Omega$ 、 $P_L=0.2\text{pu}$ の場合の振動周波数 f_1 は約 7.5 Hz であり、実験により得られた自励振動の周波数と計算で求めた f_1 とがよく一致することが確認できた。

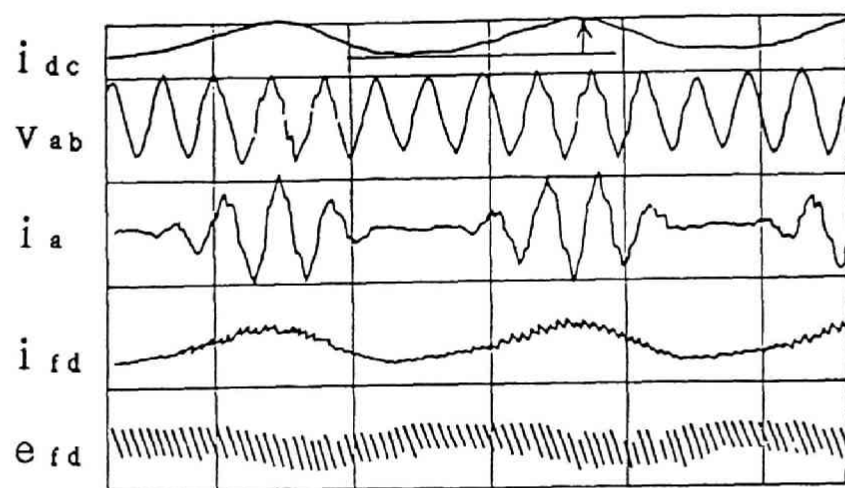
(2) 同図(b)は(a)の場合に対し、 C_N を1/2、 L_D を2倍にした場合であり、振動周波数は、(a)の場合の約7Hzから11Hzに上昇している。これも、図 3. 11 の計算結果とよく一致している。

(3) 負荷電力 P_L の変化に対する自励現象の依存性を検証するため、図 3. 15(a), (b), (c) にそれぞれ $P_L=0.15\text{pu}$, 0.4pu , 0.6pu とした場合の、 i_{dc} , v_{ab} , i_a , i_{fd} , e_{fd} の波形を示した。波形の形状が図 3. 14 の場合と異なっているのは横軸の時間目盛を図 3. 14 の場合に比べ細かくしているためである。図 3. 15 の結果では、 $P_L=0.15\text{pu}$ の時は安定であるが、 $P_L=0.4\text{pu}$ と負荷が重くなった場合では、 i_a の波形からわかるように周波数 9 Hz 程度の自励振動が発生している。さらに負荷を増加させて $P_L=0.6\text{pu}$ とすると、再び安定となり、自励振動が消失する。この実験結果は 3. 3. 1 で述べた減衰定数 α_1 の負荷依存性を裏付けるものである。

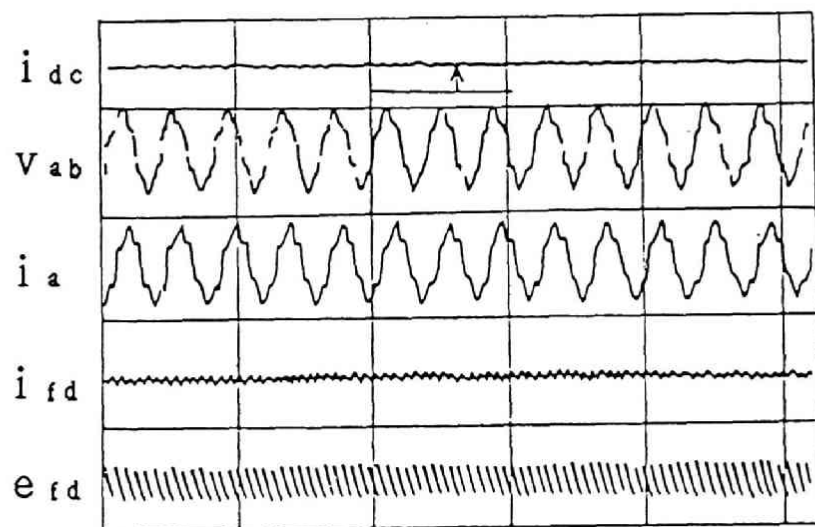
以上の結果より、3. 2 節で提案した発電機と平滑用キャパシタを含む電力変換装置の相互作用に基づく自励振動発生時の系統の安定判別法を適用した計算結果は、実験結果をよく説明しており、このような系統の諸因子による自励振動現象への影響をかなりの精度で予測できると考えられる。



(a) $P_L = 0.15 \text{ pu}$ (安定)



(b) $P_L = 0.4 \text{ pu}$ (不安定)



(c) $P_L = 0.6 \text{ pu}$ (安定)

図3.15 自励振動現象の負荷依存性を示す実験結果

3. 5 結言

本章で得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) 発電機を主体とする交流系統と平滑用キャパシタを含む電力変換装置とで構成される系統で発生する自励振動現象を解析するため、系統を交流系統，直流系統，交直変換部に分け，それぞれの変数を単位法を用いて統一的に表現し，さらにある運転状態近傍における微小変化量に関する基礎微分方程式を導出し同方程式の係数行列の固有値を求めて自励振動現象の発生の有無を判断する手法を考案した。
- (2) 直流系統の負荷電力が変化し，系統の運転状態が変化することにより，安定性が変化し，自励振動現象の発生が影響を受ける。これは，交流系統で直列コンデンサ補償を行った場合に交流系統と発電機の軸系との間で発生する自励現象が系統の運転状態によって殆ど変化しないこととは対照的である。本章で扱った現象では，負荷がある値をとる時，不安定となって自励振動現象を発生し，それより，軽い負荷状態でも，重い負荷状態でも安定となるという興味深い特性を示した。これは，理論解析でも実験でも同じ結果が得られた。振動周波数も系統が不安定となる負荷状態で極小となった。これは系統の非線形性により系統の特性を表わす微分方程式の係数が運転状態により変化するためである。
- (3) 平滑用リアクトルの抵抗により系統の安定性が変化し，その値が小さい程不安定となる。
- (4) 発電機の制動巻線抵抗やA V Rの利得が，大きくなると系統は不安定となる。
- (5) 平滑用キャパシタのキャパシタンスが大きくなると振動周波数は低くなり，系統の安定性も低下する。平滑用リアクトルのインダクタンスが大きくなると振動周波数は低下するが，安定性にはあまり影響しない。
- (6) 本章で提案した発電機と平滑用キャパシタを含む電力変換装置の相互作用による自励振動現象の解析法は，実験結果を良く説明しており，このような系統の諸因子の現象に対する影響をかなりの精度で予測できる。

第4章 原子力発電所の発電機と直流送電システムの両制御回路間の相互作用

4. 1 緒言

半導体電力変換装置を含む電力システムの諸問題の内、周波数の高い問題から低い問題に検討を進め、既に交流系統故障時の転流失敗問題、発電機のダンパ回路の抵抗や直流送電線の平滑用キャパシタなどの主回路の特性が大きく影響する自励振動問題について述べてきた。本章ではその次の周波数領域の現象として、直流送電システムの変換装置の制御回路が関与するものについて述べる。これはほぼ5～8 Hzの周波数領域の現象である。

現在のみならず将来においても、我が国の電力源の主要なものは原子力発電所であり、また、その立地は消費地域から離れた所になると考えられる。そこに適用する送電システムには交流送電システムと直流送電システムの2種類がある。この2種類の内、直流送電システムは、(1)同一容量の送電設備の費用が交流送電システムより安くなる、(2)系統安定度の面から送電容量が制限されないので送電距離に関する制約が少ないなどの特長を持っている⁽⁴⁹⁾。

直流送電システムが採用された場合、原子力発電所と直流送電システムが結合した系統ができることになる。直流送電システムは我が国の北海道-本州⁽⁵⁰⁾、欧州⁽⁵¹⁾⁽⁵²⁾、米国-カナダなどの系統連係⁽⁵³⁾に用いられ、また、水力発電所と直流送電システムが結合した例はカナダ、ブラジルにあり⁽⁵⁴⁾⁽⁵⁵⁾、火力発電所と直流送電システムが結合した例は米国にあり⁽⁵⁶⁾、それらは既に確立された送電システムとなっている。しかしながら、原子力発電所と直流送電システムを結合した例はなく、しかも原子力発電所は交流送電システムとの連係を前提として設計されているので、前者を実現するためには、原子力発電所と直流送電システムが結合された場合の系統全体の諸特性を検討する必要がある。なお、4. 4節で後述するようにその検討を行ったところ、直流送電システムの逆変換所に接続された交流系統で送電線の地絡故障が発生すると、直流送電システム、原子力発電所双方の制御回路の相互作用により、故障が拡大し大規模な系統擾乱を引き起こすことが判明した⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾。

一方従来の原子力発電所と交流送電システムを結合した場合には、送電線の地絡故障の多くは系統保護装置によって100ms程度以内で処理され、これにより高い信頼度が維持されてきた。ところが、上記したように直流送電システムを導入すると故障拡大現象により、送電線の地絡故障の多くが大規模な擾乱を引き起こし、信頼度が低下することになるので問題である。

さて、直流送電システムの変換装置の制御回路には自動電圧調整回路 (Automatic voltage regulator: AVR)、自動電流調整回路 (Automatic current regulator: ACR)、故障に

よる外乱に対しても変換装置の回復動作を助ける電圧依存電流指令値制限回路 (Voltage dependent current-order limiter: VDC L) ⁽⁵⁷⁾ など変換装置自体の基本制御機能に関する回路と、自動周波数調整回路 (Automatic frequency regulator: AFR) など交流系統の情報を検出しそれに基づいて直流送電系統を制御し、系統全体の特性を高める上位制御機能に関する回路の2種類があるが、本章で扱う現象にはACR, VDC L, AFRが関与している。一方原子力発電所の発電機の制御系統には自動電圧調整器, 調速機, 過速度防止制御装置 (Overspeed protector: OSP) などがあるが、本章で扱う現象には主にOSPが関与している。

故障拡大現象は2 s以上にわたる現象で、それによる電力系統の擾乱は10数 sにも及ぶ長い現象であるが、地絡故障が拡大するか否かは、地絡故障が発生してから交流系統の保護装置により故障が除去され交流系統の電圧が回復するまでの期間すなわち、時間領域でいえば数10～数100 m s程度の現象から判別できる。また、主要な変数である発電機電機子電流の大きさ i_g の時間変化率から考えると、5～8 Hzの周波数領域の現象である。これは、第2章で扱った転流失敗に関する周波数領域と、第5章、第6章で述べる送電電力の動揺などに関する周波数領域の中間の領域の現象である。

このような現象の解析方法としては、第2章、第3章でも述べた瞬時値解析用のデジタルシミュレーションプログラム ⁽¹⁴⁾ ⁽²⁷⁾ をそのまま利用する方法が考えられる。しかし、この方法では、

(1) 解析対象が直流送電系統、交流送電系統、発電機の回転運動系調速器、発電機の過速度防止制御装置など多岐にわたる上、第3章で説明したように交直変換器を構成する個々のサイリスタをすべて考慮する必要があるので大量の入力データを作成する作業と膨大な数値計算が必要である。

(2) 交直変換器の転流現象をシミュレーションするためには、積分計算きざみ幅を数10 μ s以下にする必要があるが、このようなきざみ幅で数100 m sの現象のシミュレーションを行うと膨大な計算時間が必要になる。

(3) 仮にシミュレーションが可能であるとしても瞬時値波形では本章で扱う現象における変換所の調相設備の影響を説明することが困難である。

といった問題がある。

本章ではこのような問題を解決するため、第3章で用いた基礎方程式を改良し新しい基礎方程式を導出する。すなわちまず、交流系統では、発電機は電圧源として表わし、線路は振幅値位相が明確になる複素数表示による方程式で表わす。また、直流送電系統では、主回路を第3章の無停電電源装置を表わす方程式から直流送電系統を表わす方程式に変更し、ACRなどの制御回路の方程式を加える。さらに交直変換部については、第3章の方

程式に点弧角制御の機能を表わす項を加味する。

次に得られた新しい基礎方程式の数値解析法を導出するとともに、同法を用いて交流母系統側の線路故障に対する原子力発電所の発電機電機子電流の応答を解析し、発電機電機子電流の変化を振幅と位相で把握し、現象を詳細に検討する。さらに、故障時に発生する故障拡大現象に対する直流送電系統の制御回路や変換所の調相設備の影響を解析し、拡大現象の防止方法を検討する。

4. 2 解析対象モデル系統と解析法

4. 2. 1 解析対象モデル系統と解析対象現象

図4. 1に想定した解析対象モデル系統を示す。これは、原動機 $PM_1 \sim PM_8$ で駆動される出力1250MWの発電機 $G_1^1 \sim G_1^8$ で発生される電力を、双極2回線10GW（±500kV，5000A×2）の直流送電系統を介して需要家を含む交流母系統へ送電するものである⁽⁵⁸⁾⁽⁵⁹⁾。同図において、 $G_1^1 \sim G_1^4$ は母線 B_{GEN1} に、 $G_1^5 \sim G_1^8$ は母線

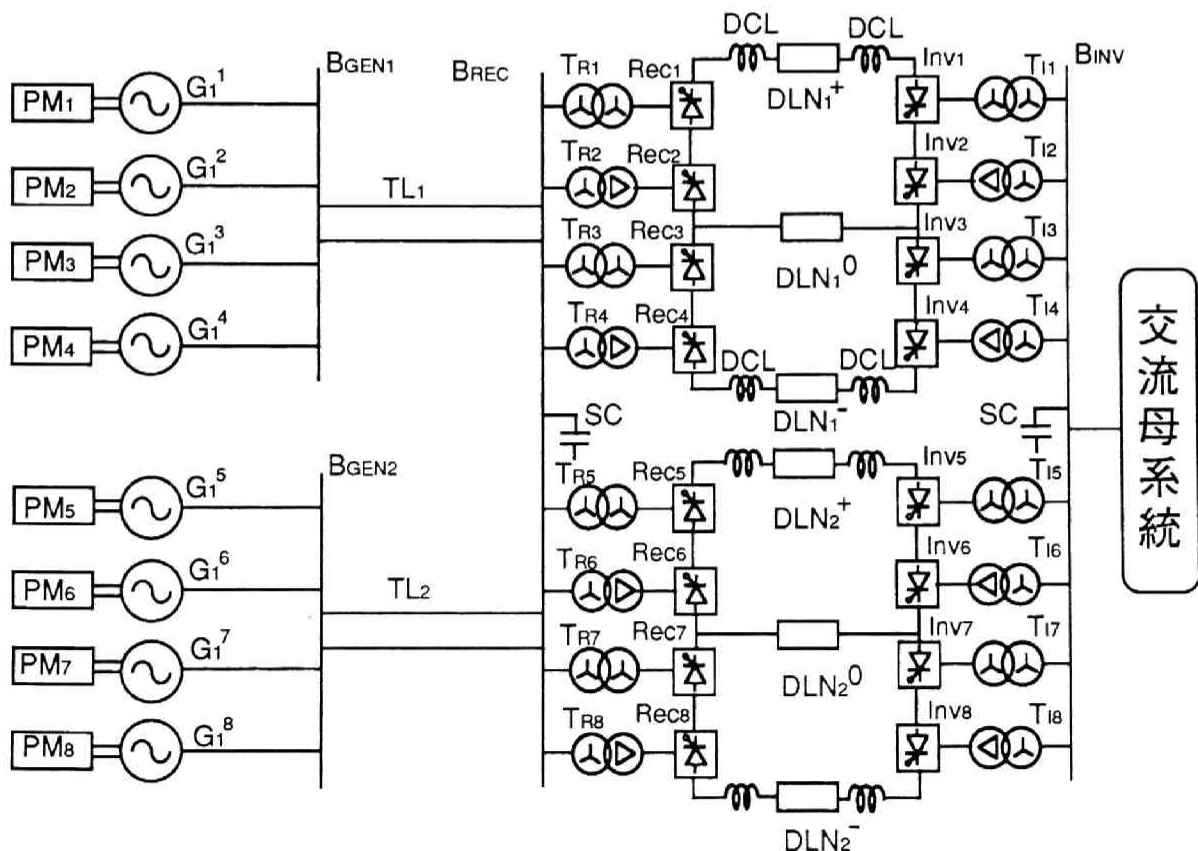


図 4.1 解析対象モデル系統

B_{GEN2} に接続されている。これは、4台の発電機で1原子力発電所を構成することを想定している。 $PM_1 \sim PM_8$ には、それぞれ高圧タービン、低圧タービン、蒸気制御バルブ、OSPなどが含まれるが、これらを同図中に記述すると煩雑になるので後示の図4. 2に示して説明することにし、図4. 1では省略している。順変換所用母線 B_{REC} と B_{GEN1} 、 B_{GEN2} の間は、 500 kV 2回線交流送電線路 TL_1 、 TL_2 で結ばれている。 $TR_1 \sim TR_8$ は順変換器用変圧器で、順変換器 $Rec_1 \sim Rec_8$ に接続されている。また、 TR_1 、 TR_3 、 TR_5 、 TR_7 はY-Y結線、 TR_2 、 TR_4 、 TR_6 、 TR_8 はY- Δ 結線になっている。2つの変換器を直列に接続し、直流送電系統の1極を構成している。例えば、順変換所側についてみると、直流送電系統2回線のうち、上の回線の正極には Rec_1 、 Rec_2 が直列に接続されている。1極を構成する2つの変換器とその変換器を制御する制御回路をまとめて変換装置と呼び、さらに、変換装置に変換器用変圧器、調相設備及び平滑用リアクトルを加えたものを変換設備と呼ぶこととする。変換所は交流系統の変電所に対応するもので、複数の変換設備とそれらを結ぶ交流母線、変換所から外部に出て行く交流送電線路、直流送電線路、遮断器、全体の制御管理室などで構成される。直流送電線路は1回線につき3本の線（ DLN_1^+ 、 DLN_1^0 、 DLN_1^- ； DLN_2^+ 、 DLN_2^0 、 DLN_2^- ）で構成され、上より、正極線、中性線、負極線となっている。正極線には、 $+500\text{ kV}$ が印加され、負極線には -500 kV が印加され、中性線は片端を接地しているので普通は 0 V である。また、 $Inv_1 \sim Inv_8$ は逆変換器、 $T_{I1} \sim T_{I8}$ は逆変換器用変圧器である。 B_{INV} は逆変換所用母線である。 B_{REC} 、 B_{INV} にはそれぞれ調相設備SCが接続されている。直流送電系統制御回路にはAFR、ACR、最小値選択回路(Low value gate:LVG)、電圧依存電流指令値制御回路(VDCL)で構成され、各極の順変換所側直流電圧、逆変換所側直流電圧、平滑用リアクトル電流、順変換所側交流系統の周波数を検出し、各変換器 $Rec_1 \sim Rec_8$ 、 $Inv_1 \sim Inv_8$ に点弧指令信号を出力する。これらの回路の構成を図4. 1に記述すると煩雑になるので詳細は省略し、後示する図4. 5に示して説明する。交流母系統は隣接交流系統、交流送電線路等で構成される。隣接交流系統には多数の発電機や負荷が含まれる。

$G_1^1 \sim G_1^8$ で発電された交流電力は TL_1 、 TL_2 を介して直流送電系統の順変換所に送電され、 $Rec_1 \sim Rec_8$ により直流に変換される。さらに直流送電線路を介して逆変換所に送られ、再び交流電力に戻されて交流母系統に供給される。なお、第3章までは、3相交流系統の各相の動作が解析の対象であったが、本章以降の現象では、3相全体で送電する電力や、3相が平衡した状態での平均実効電圧などの変数を扱い、各相個別の変数は扱わないので電力系統解析の一般的記述法に従い、3相線路を一括して単線で表示している。

次に故障拡大現象全体とその中の本章における解析対象について説明する。

発電機タービン系は本章の解析対象ではないが、故障拡大現象を明確にするため、構成、動作を説明する。図4.2に発電機タービン系の構成を示す。同図のように、タービン系は高圧および低圧タービンで構成され発電機を駆動している。主蒸気はボイラーまたは蒸気発生器から高圧タービンに供給され、ガバナー弁（Governor Valve：GV）で制御される。また、高圧タービンから排出された蒸気は再熱器によって再び加熱された後低圧タービンに供給されるが、インターセプト弁（Intercept Valve：ICV）で制御される。

OSPは発電機の電気出力信号、タービンの機械入力信号、発電機の回転速度信号を入力し、GV、ICVを制御してタービンに供給される蒸気量を抑制し、発電機が過速されるのを防止する装置である。なお、一般に、電気出力信号としては発電機電機子電流の大きさ i_G 、機械入力信号としては高圧タービン入口の蒸気圧 P_{HPT} を用い、また、回転速度信号としてはpu単位による発電機回転子角周波数 ω を用いている。 P_G は発電機電気出力である。

次に、OSPの機能について簡単に説明する。普通発電機は送電系統を介して電力を負荷に供給しており、定常状態においては T_M と P_G が一致し、 ω は一定値に維持される。今、何等かの理由で発電機が電力を送っている送電系統が遮断されると発電機出力 P_G が瞬時に喪失する。一方、機械入力トルク T_M はそのまま残っているので、タービンが加速され回転速度が上昇する。これは発電機にとって好ましくない。そこで前述のOSPが付加さ

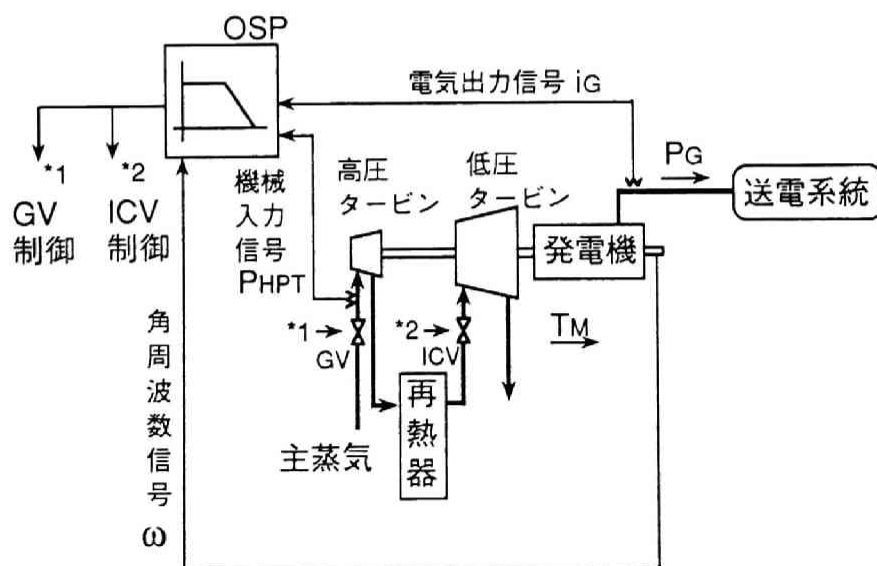


図4.2 発電機タービン系構成図

れている。OSPはこの回転速度上昇を防ぐため i_G 、 P_{HPT} 、 ω の変化を検出しGV、ICVを急閉する信号を出力するので、GV、ICVが急閉され、 T_M が抑制される。これにより回転速度上昇は抑制される。

さて、単独直流送電システムに発生する故障拡大現象について説明する。図4.3は、交流母系統側で線路故障が発生した場合の、pu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 $f_d = f - 1$ （ f_d は交流系統の定格周波数を基準とした偏差であるが、単位法を用いているので、基準値は1となる）、順変換所が受電する有効電力 P_R 、発電機機械トルク T_M の10s間にわたる変化を数値計算によって求めた結果を示しており、図4.4はその際、原子力発電所—直流送電システムで発生する現象とその関連を示している。図4.4に示した円の大きさは故障の規模を示すものである。図4.3と図4.4に示した番号①～④は両図で同じ現象を示している。以下、両図により故障拡大現象を説明する。なお、単独直流送電システムでは $P_G = P_R$ であるので、説明を簡略化するため以後 P_R のみを用いて説明する。

P_R の変化を見ると、計算開始後時間 $t \approx 0.5$ sで、100ms～150msの間その値が低下するが、速やかに元に戻っている。これは、交流母系統側の線路故障により、逆変換所側の変換器に転流失敗が発生し逆変換所側直流電圧 v_{di} が低下するので①、詳しくは後述するが、VDCL動作により P_R が低下するが、故障継続時間 $T_{f1} \approx 100$ msで故障が除去されると変換器の転流が復旧し、直流送電が再開されることを示している。しかし、VDCLが作動した時、 i_G が変化するので②、OSPが働き、GV、ICVが急激に閉じられ T_M は急激に減少する。GV、ICVは予め設定された動作モードに

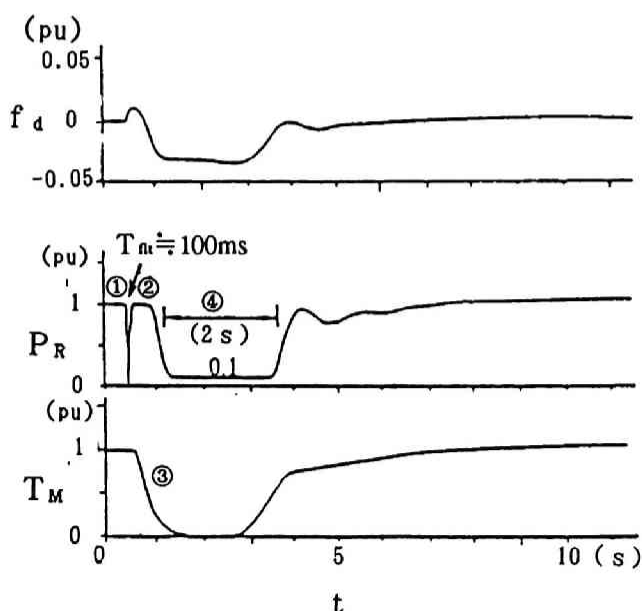


図4.3 交流母系統線路故障時の系統全体の動作

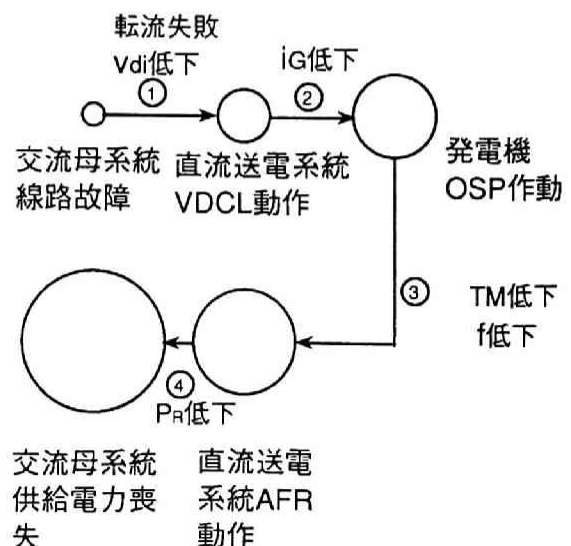


図4.4 全系統で発生する現象とその関連

従って動作し、約2 s後に再び開かれるがその間タービンへの蒸気の供給がなくなるので、 T_M は約2 s間低下し、 $T_M < P_R$ となるので、pu単位による順変換所側交流系統の周波数 f が低下する(③)。すると、直流送電系統のAFRが働いて $P_R = T_M$ となるように P_R を制御するので、 P_R は再び低下し、この期間がやはり約2 s間続くことになる(④)。

上記したように、各装置の動作は正常であるが、それらが連鎖的に影響しながら動作するので、交流母系統の線路故障が100ms程度で除去されても、それが2 s間にも及ぶ送電電力低下という大きな擾乱に拡大してしまうことになる。交流母系統の線路故障は系統保護装置により、100ms程度で除去される可能性の高い軽微な故障であり、この場合発電機が過速度状態になることはないので、交流母系統で線路故障が発生し逆変換所側の変換器が転流失敗を発生してから、故障が除去されて転流が復旧するまでの期間OSPを作動させないような協調制御が必要である。従って、この期間の現象が本章の解析対象になる。

4. 2. 2 諸仮定

図4. 1に示した解析対象モデル系統は複雑であるので、解析に先立ち下記のような諸仮定を設定して簡易モデルに等価変換する。

- (1) 本章で扱うような直流送電系統の変化に対して8台の発電機 $G_1^1 \sim G_1^8$ はすべて同じ動作を行うので、全体をまとめて一台の発電機 G_1 で表現できる。これに対応して、発電機群と母線 B_{REC} を結ぶ送電線路4回線も1回線で表現する。
- (2) 本章の解析対象は、交流母系統の故障継続時間を含む数10～数100msの期間の現象であり、同期間においては発電機機械入力トルク T_M は一定とする。(ただし、解析対象期間外であるがOSPが作動した後は T_M は変化する)また、同期間においては、発電機の回転速度の変化は小さいので、3相がほぼ平衡した状態にあることから、原子力発電所の発電機は平衡した3相電圧源で表現できるものとする。また、単位法で表した発電機回転子角周波数 ω と順変換所側交流系統の周波数は等しくなる。
- (3) 故障期間中においても発電機の端子電圧は故障前の状態に維持されるものとする。
- (4) 直流送電系統は双極2回線で構成されており、順変換所と逆変換所はそれぞれ8個の変換器 $Rec_1 \sim Rec_8$ 、 $Inv_1 \sim Inv_8$ を持っているが、本章で扱うような直流送電系統逆変換所側の交流母系統で故障が発生し、変換器が転流失敗する場合は、8個の変換器はすべて同じ動作をするので、順変換所側と逆変換所側でそれぞれ1個の変換器で表現できる。
- (5) 順変換所の変換器用変圧器 $T_{R1} \sim T_{R8}$ は直列リアクトルで模擬し、そのリアクタン

e_c の転流リアクタンスで、図 4. 1 に示した $T_{R1} \sim T_{R8}$ の漏れリアクタンスを X_{TC} とすると、 $X_c = X_{TC}/8$ である。また、 i_{dc} は平滑用リアクトル電流、 L_D は平滑用リアクトルのインダクタンス、 R_{DLN} 、 L_{DLN} はそれぞれ直流送電線路の抵抗、インダクタンス、 v_{dr} は順変換所側直流電圧、 v_{di} は逆変換所側直流電圧である（表 4. 1 参照）。交直変換および送電による損失を無視すれば P_R は直流送電系統で送電される電力と等しくなる。直流系統の変数定数も交流系統と同様に単位法を用いており、電流電圧変数はそれぞれ直流系統の定格電流定格電圧で割り、また、抵抗、インダクタンスも直流系統の定格インピーダンスで割って単位化している。

同図の直流送電系統の制御回路の伝達関数ブロック図において、ACR は i_{dc} を検出しその値が指令値 i_{ordr} に一致するように、変換器の点弧位相を制御することにより v_{dr} を調整する。VDC L は直流電圧が異常に低下した時、 i_{dc} も下げて、故障状態からの回復を容易にする。LVG は、AFR からの直流電流設定値 i_{ref} と前述の i_{vdcl} の内、値の低い方の信号を選択し i_{ordr} として ACR に送る。普通の運用状態では i_{vdcl} は i_{ref} より高い値に設定されているので、 i_{ordr} として i_{ref} が選択されている。故障により、直流電圧が低下すると i_{vdcl} は小さな値になり、その値が LVG で選択されて ACR の指令値 i_{ordr} となるので、 i_{dc} は小さくなる。AFR は、 f を検出し、その値が周波数基準 f_{Dref} と一致するように i_{dc} を制御する機能をもっている。 f の変動は、発電機機械入力トルク T_M と R_{ec} が受電する有効電力 P_R に対応する発電機電気出力トルク T_e との間にアンバランスが生じた時に発生するものであり⁽⁶⁰⁾、本章で扱う解析対象モデル系統においては、AFR により i_{ref} を変化させ i_{dc} を変化させることで、 T_M と P_R の協調を取り周波数の変動を抑制している⁽⁶¹⁾。

なお、表 4. 1 に、本章において使用する変数、定数およびその記号を一括して示している。

表 4. 1 使用変数、定数、記号一覧表

〔発電所〕

発電機

$G_1^1 \sim G_1^8$: 原子力発電所の発電機

T_{G1} : 発電機の昇圧変圧器

B_{GEN1}, B_{GEN2} : 発電所用母線

| | | |
|----------------|---|-------|
| \dot{V}_G | : 発電機の端子電圧 | (pu) |
| V_G | : \dot{V}_G の大きさ(一定値) ($V_G = \dot{V}_G $) | (pu) |
| \dot{i}_G | : 発電機の電機子電流 | (pu) |
| i_G | : \dot{i}_G の大きさ(時間関数) ($i_G = \dot{i}_G $) | (pu) |
| φ_{iG} | : \dot{i}_G の位相 ($\varphi_{iG} = \angle \dot{i}_G$) | (rad) |
| X_{TG} | : 発電機の昇圧変圧器の漏れリアクタンス | (pu) |

回転運動系

| | | |
|------------|---|---------|
| GV | : ガバナー弁(Governor Valve) | |
| ICV | : インターセプト弁(Intercept Valve) | |
| OSP | : 過速度防止制御装置 | |
| M | : 発電機の慣性定数 | (s) |
| T_M | : 発電機機械入力トルク | (pu) |
| T_e | : 発電機電気出力トルク | (pu) |
| ω_0 | : 定格角周波数 | (rad/s) |
| ω | : pu単位による発電機回転子角周波数($\omega = p \theta$) | (pu) |
| f | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数 | (pu) |
| f_d | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 ($f_d = f - 1$) | (pu) |
| P_{HPT} | : 高圧タービン入口の蒸気圧力 | (pu) |
| P_{diff} | : OSPの用いる出力偏差 ($P_{diff} = P_{HPT} - i_G$) | (pu) |
| ΔP | : OSPの作動余裕 | (pu) |

[順変換所]

順変換器

| | | |
|-------------------------|---|--|
| B_{REC} | : 順変換所用母線 | |
| SC | : 調相設備 | |
| DCL | : 平滑用リアクトル (逆変換所でも同じ) | |
| $Rec, Rec_1 \sim Rec_8$ | : 順変換所の変換器(順変換器) | |
| K_1 | : 交流系と直流系の単位系の電圧ベースの比 (交流系統の定格線間電圧実効値と直流系統の定格電圧の比) | |
| K_2 | : 直流電流 i_{dc} と転流重なりによる v_{dr} の電圧降下の関係を示す係数 | |

| | | |
|----------------|--|----------------|
| \dot{V}_R | : B_{REC} の電圧(複素数) | (pu) |
| V_R | : \dot{V}_R の大きさ ($V_R = \dot{V}_R $) | (pu) |
| V_{dr} | : 順変換所側直流電圧 | (pu) |
| V_{NLDC} | : $V_R = 1.0, \alpha = 0, i_{dc} = 0$ の時の V_{dr} の値 | (pu) |
| i_R | : 順変換器を流れる電流 | (pu) |
| i_R | : i_R の大きさ | (pu) |
| φ_{iR} | : i_R の位相 | (rad) |
| i_{YC} | : 順変換所の調相設備を流れる電流 | (pu) |
| i_{dc} | : 平滑用リアクトル電流 | (pu) |
| P_R | : 順変換所の変換器が受電する有効電力 | (pu) |
| Q_R | : 順変換所の変換器が受電する無効電力 | (pu) |
| B_R | : 順変換器が受電する無効電力に対応するサセプタンス | (pu) |
| \dot{Y}_C | : 順変換所の調相設備SCのアドミタンス(逆変換所でも同じ) | (pu) |
| B_C | : \dot{Y}_C のサセプタンス ($\dot{Y}_C = j B_C$) (逆変換所でも同じ) | (pu) |
| X_C | : 順変換器の転流リアクタンス ($X_C = X_{TC}/8$) | (pu) |
| L_D | : DCLのインダクタンス(逆変換所でも同じ) | (H/ Ω) |
| φ_{iR} | : i_R の位相 | (pu) |
| $\cos \alpha$ | : 順変換器の点弧角の余弦 | |
| φ | : 変換器の力率角 | (rad) |

変圧器

| | | |
|----------------------------------|-----------------------------------|------|
| $T_{R1}, T_{R3}, T_{R5}, T_{R7}$ | : Y-Y結線の変換器用変圧器 | |
| $T_{R2}, T_{R4}, T_{R6}, T_{R8}$ | : Y- Δ 結線の変換器用変圧器 | |
| X_{TC} | : $T_{R1} \sim T_{R8}$ の漏れリアクタンス | |
| | (後示の $T_{11} \sim T_{18}$ の場合も同じ) | (pu) |

制御回路

| | |
|------|-----------------|
| AVR | : 自動電圧調整回路 |
| ACR | : 自動電流調整回路 |
| VDCL | : 電圧依存電流指令値制御回路 |
| AFR | : 自動周波数調整回路 |
| LVG | : 最小値選択回路 |

$LVG(i_{ref}, i_{VDCL})$: LVGの機能を表す i_{ref} と i_{VDCL} を変数とした関数
 i_{ordr} : 電流指令値 (pu)
 i_{ref} : 直流電流設定値 (pu)
 i_{vdcl} : VDC Lより出力される直流電流制限値 (pu)
 $F_1(s)$: ACRの伝達関数
 k_{ACR} : ACRの利得
 T_{ACR1}, T_{ACR2} : ACRの位相遅れ要素の時定数 (s)
 $\cos \alpha_{max}$: ACR出力の上限
 $\cos \alpha_{min}$: ACR出力の下限
 $F_2(v_{di})$: VDC Lの特性関数
 C_{imin} : VDC Lが動作する最小電流入力
 C_{imax} : VDC Lが動作する最大電流入力
 C_{omin} : VDC Lの出力最小値
 C_{omax} : VDC Lの出力最大値
 $F_3(s)$: AFRの伝達関数
 T_{AFR} : AFRの積分係数 (s)
 D_{AFR} : AFRの比例要素の利得
 f_{Dref} : 直流送電系統のAFRの周波数基準 (pu)
 I_{refmax}, I_{refmin} : AFRの積分要素の出力の上限, 下限 (pu)

[逆変換所]

DCS_I : 逆変換所
 B_{INV} : 逆変換所用母線
 $I_{nv1} \sim I_{nv8}$: 逆変換所の変換器
 $T_{I1} \sim T_{I8}$: 逆変換器用変圧器
 v_{di} : 逆変換所側直流電圧 (pu)

[直流送電線路]

$DLN_1^+, DLN_1^-, DLN_2^+, DLN_2^-, DLN_3^+, DLN_3^-$: 直流送電線路
 DCC : 平滑用キャパシタ
 R_{DLN} : 直流送電線路の抵抗 (pu)
 R : 直流回路全体の抵抗 (pu)

L_{DLN} : 直流線路のインダクタンス (H/Ω)

(注) MKSA単位でのインダクタンス値(H)を
直流送電系統の定格インピーダンス(Ω)で割った値

L : 直流回路全体のインダクタンス $L = 2L_D + L_{DLN}$ (H/Ω)

TF_{DCL} : 直流線路の応答特性を表わす伝達関数ブロック

[順変換所側交流系統]

TL_1, TL_2 : 順変換所側交流送電線路

X_1 : TL_1, TL_2 のリアクタンス (pu)

X_{TTL} : 順変換所側交流系統の総合リアクタンス
($X_{TTL} = X_{TG}/8 + X_1/2$) (pu)

[交流母系統]

PSN_1, PSN_2 : 隣接交流系統

B_{PSN1}, B_{PSN2} : PSN, PSN_1, PSN_2 の母線

$CB_{B1} \sim CB_{B8}$: 交流母系統の遮断器

F : 1線地絡故障点

T_{flt} : 故障継続時間 (ms)

注 各変数記号について、脚注0を付けたものが定常値または初期値を表わす。

4. 2. 3 基礎方程式

(1) 交流系統に対する基礎方程式

[発電機]

仮定(2)(3)より、発電機は一定端子電圧 \dot{V}_G の電圧源とする。

[発電機の回転運動方程式]

図4.5に示す通り、解析対象モデル系統では、直流送電系統の順変換所と発電所の間に有効電力を消費するものがないので、順変換所の変換器が受電する有効電力 P_R がすなわち発電機電気出力になる。従って、発電機電気出力トルクを T_e とすると

$$P_R = \omega T_e \quad (4.1)$$

という関係が成立するが、ここで扱っている現象では、 $\omega \approx 1.0$ puであり、近似的に $P_R = T_e$ となり、また $p\theta = \omega$ であるので、回転運動における摩擦損を無視すると、式（3.14）は

$$M p \omega = T_M - P_R \quad (4.2)$$

と表わされる。ここで、 T_M は発電機機械入力トルク、 M は発電機の慣性定数である。さらに単位法を用いた場合、pu単位による発電機回転子角周波数 ω とpu単位による順変換所側交流系統の周波数 f は等しくなるので、式（4.2）は

$$M p f = T_M - P_R \quad (4.3)$$

となる。

〔交流線路〕

図4.5を参照して、発電機の端子電圧 \dot{V}_G 、順変換所用母線 B_{REC} の電圧 \dot{V}_R 及び発電機の電機子電流 \dot{I}_G に関して、次式

$$\dot{I}_G = (\dot{V}_G - \dot{V}_R) / j X_{TTL} \quad (4.4)$$

が成立する。

また、 \dot{V}_R 、 \dot{I}_G の共役複素数 $\bar{\dot{I}}_G$ 、順変換所の調相設備のサセプタンス B_C 、 P_R 、および順変換所が受電する無効電力 Q_R に関し

$$\dot{V}_R \bar{\dot{I}}_G = -j |\dot{V}_R|^2 B_C + P_R + j Q_R \quad (4.5)$$

という関係がある。

(2) 直流系統に対する基礎方程式

〔直流線路〕

第3章におけると同様直流系統の電氣的諸量も単位法で表わしている。

平滑用リアクトル電流 i_{dc} 、順変換所側直流電圧 v_{dr} および逆変換所側直流電圧 v_{di} に関しては、図 4. 5 を参照して、第 3 章の式 (3. 18) に対応して

$$i_{dc} = (v_{dr} - v_{di}) / (R + Ls) \quad (4. 6)$$

の関係がある。ここで R 、 L は直流回路全体の抵抗、インダクタンスで、それぞれ、 $R = R_{DLN}$ 、 $L = 2L_D + L_{DLN}$ で与えられる。ただし、変換器の特性により $i_{dc} \geq 0$ である。 v_{di} については、仮定 (7) より交流母系統の線路故障により逆変換所の変換器が転流失敗する場合の v_{di} の時々刻々の値を入力として設定し解析を行うことにする。なお、本章で扱う直流送電系統では、第 3 章のような平滑用キャパシタは存在しないので、式 (3. 19) は成立しない。

〔制御回路〕

(a) 自動電流調整回路 (ACR) 系

直流送電の制御系の内、ACR 系に関しては図 4. 6 に示すように、電流指令値 i_{ordr} 、 i_{dc} と順変換器の点弧角の余弦 $\cos \alpha$ の間に

$$\cos \alpha = F_1(s) (i_{ordr} - i_{dc}) \quad (4. 7)$$

ただし、 $\cos \alpha_{min} \leq \cos \alpha \leq \cos \alpha_{max}$

の関係がある。 $F_1(s)$ は同図の破線内の伝達関数で

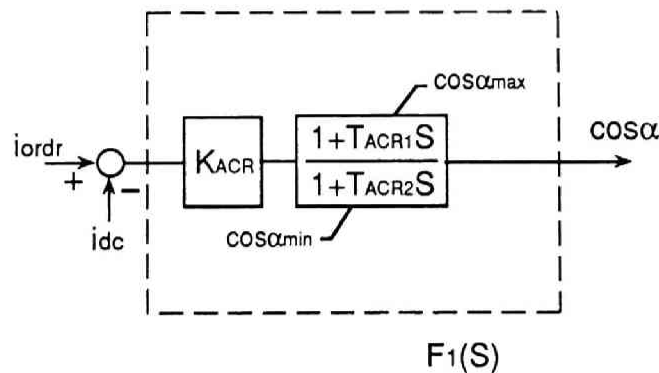


図 4. 6 ACR 系の伝達関数モデルブロック図

$$F_1(s) = K_{ACR} (1 + T_{ACR2}s) / (1 + T_{ACR1}s) \quad (4.8)$$

であり，ACR系では， $\cos \alpha$ が制限値に達しない範囲では i_{ord} と i_{dc} の差を K_{ACR} 倍し，さらに分母分子が s の1次式である伝達関数を持つ要素（位相遅れ要素）⁽⁶²⁾を介した信号が $\cos \alpha$ となっている。なお，同図の位相遅れ要素伝達関数ブロックの上下に付加した記号は，このブロックの出力信号が上限値 $\cos \alpha_{max}$ ，下限値 $\cos \alpha_{min}$ の範囲に制限されることを示す記号である。

(b) 電圧依存電流指令値制御回路 (VDCL)

VDCLに関しては， v_{dl} とVDCLより出力される直流電流制限値 i_{vdcl} の関係が，次式で与えられる。

$$i_{vdcl} = F_2(v_{dl}) \quad (4.9)$$

図4.7に横軸に v_{dl} ，縦軸に i_{vdcl} をとって，関数 F_2 の特性を示している。 C_{imax} はVDCLが動作する最高入力である。ここでは $C_{imax}=0.5$ puとしている。通常 $v_{dl} > C_{imax}$ であるので， $i_{vdcl}=C_{omax}$ となる。また C_{omax} は一般に直流送電系統の最大可能運転電流より大きく設定する。一方，図4.5において，通常 $i_{ref} < 1$ puであるので，LVGは i_{ref} すなわちAFRの出力を選択する。これにより，直流電圧が正常値の時は周波数制御が行われることになる。また， v_{dl} が C_{imax} より小さくなると i_{vdcl} も低下す

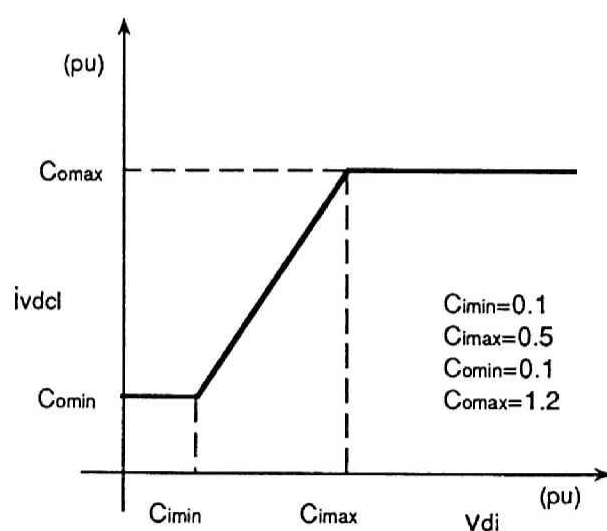


図4.7 VDCLの特性

る。 i_{vdcl} が i_{ref} よりも低下するとLVGは i_{vdcl} の方を選択するので、 i_{dc} はVDC Lの特性により制限されることになる。そして、 v_{d1} が C_{imin} まで低下すると i_{vdcl} は最小値 C_{omin} に至り、その値が維持される。 C_{omin} は通常直流送電系統の最小可能運転電流に設定されるが、本章のモデル系統では $C_{omin}=0.1pu$ としている。このようにして、直流電圧の値が下がると直流電流の値も低下させるのがVDC Lの機能である。

(c) 自動周波数調整回路 (AFR)

図4.8にAFRの伝達関数モデルブロック図を示す。一般にAFRの周波数基準 f_{Dref} は順変換所側交流系統の定格周波数に設定されているので、 $f_{Dref}=1$ である。従って、順変換所側交流系統の周波数 f と f_{Dref} の差はpu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 $f_d=f-1$ に等しくなる。これよりAFRに関しては以下の関係式を得る。

$$i_{ref} = F_3(s) f_d \quad (4.10)$$

ただし、 $F_3(s)$ は、同図の破線内の伝達関数であり、 T_{AFR} は積分要素の係数、 I_{refmax} 、 I_{refmin} はそれぞれ積分要素の出力の上限と下限、 D_{AFR} は比例要素の利得である。AFR回路では f_d を積分した信号 i_{refI} と D_{AFR} 倍した信号 i_{refP} の和が出力すなわち直流電流設定値 i_{ref} である。なお、 $i_{refmin} \leq i_{refI} \leq i_{refmax}$ である。

(d) 最小値選択回路 (LVG)

LVGの機能は、 i_{ref} と i_{VDCL} を変数として次式

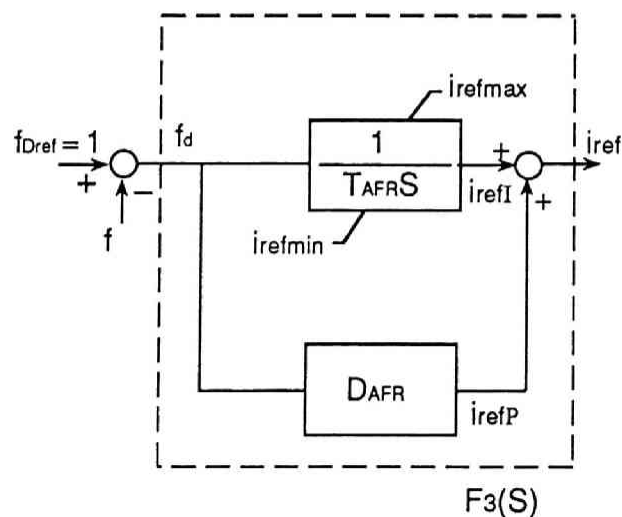


図4.8 AFRの伝達関数モデルブロック図

$$i_{ordr} = L_{VG}(i_{ref}, i_{vdcl}) \quad (4.11)$$

で与えられる。ここで、 L_{VG} は括弧内の変数 i_{ref} と i_{vdcl} の内、小さい方を出力する関数である。

(3) 交直変換部に対する基礎方程式

交直変換部は、サイリスタブリッジ変換器として従来よりよく用いられているものである。交直変換部に対する基礎方程式として、第3章で用いたダイオードブリッジ変換器に対する基礎方程式を点弧制御の特性を扱えるように改良したものを用いることとする。

まず、式(3.23)より順変換所の変換器が受電する、すなわち交流母系統へ送電する有効電力 P_R は、

$$P_R = v_{dr} i_{dc} \quad (4.12)$$

となる。また、 v_{dr} については、式(3.20)に点弧制御の特性を加味して

$$v_{dr} = 1.35 K_1 V_R \cos \alpha - K_2 i_{dc}, \quad K_2 = 3 X_C K_1^2 / \pi \quad (4.13)$$

とする。ここで、 K_1 は交流系統と直流系統の単位系間の換算係数で、両単位系の基準電圧の比である。交流系統の電圧が定格値で、変換所の変換器の点弧角 $\alpha = 0$ 、従って、 $\cos \alpha = 1$ 、 $i_{dc} = 0$ の時の直流電圧が、 V_{NLDC} (単位法)であったとすると

$$K_1 = V_{NLDC} / 1.35 \quad (4.14)$$

で与えられる。

また式(3.21)に対応して、次の式が成立する。

$$v_{dr} = 1.35 K_1 V_R \cos \varphi \quad (4.15)$$

ここで $\cos \varphi$ は順変換所の変換器を負荷と見なした場合の仮想的力率である。また、これを用いると、順変換所が受電する無効電力 Q_R は

$$Q_R = P_R \tan \varphi \quad (4.16)$$

となる。ここで Q_R は負荷が誘導性の場合を正とする。

4. 2. 4 基礎方程式の数値解析法

(1) 解析対象モデル系統全体のブロック構成

図4. 9に式(4. 3)～(4. 16)を伝達関数ブロックで表わした解析対象モデル系統全体のブロック構成図を示す。同図において、 $F_1(s)$ 、 $F_2(v_{d1})$ 、 $F_3(s)$ 、 $L_{vg}(i_{ref}, i_{vdcl})$ はそれぞれACR、VDCL、AFR、LVGに対応した関数である。また、 $1/MS$ は式(4. 3)に対応した伝達関数である。 K_1 、 K_2 はそれぞれ式(4. 14)、(4. 13)で示した係数である。一次遅れ要素ブロック TF_{DCL} は式(4. 6)で示した直流回路の応答特性を持つ伝達関数ブロックである。なお、同ブロックの下側に付加した記号は変換器の電气的特性から電流が逆方向に流れない、すなわち $i_{dc} \geq 0$ であることを示している。同ブロックの上側に付加した記号は、正方向には制限がないことを示す。

(2) 交流系方程式の解法

図4. 9に示したブロック構成図において交流系方程式ブロックは交流系統と交直変

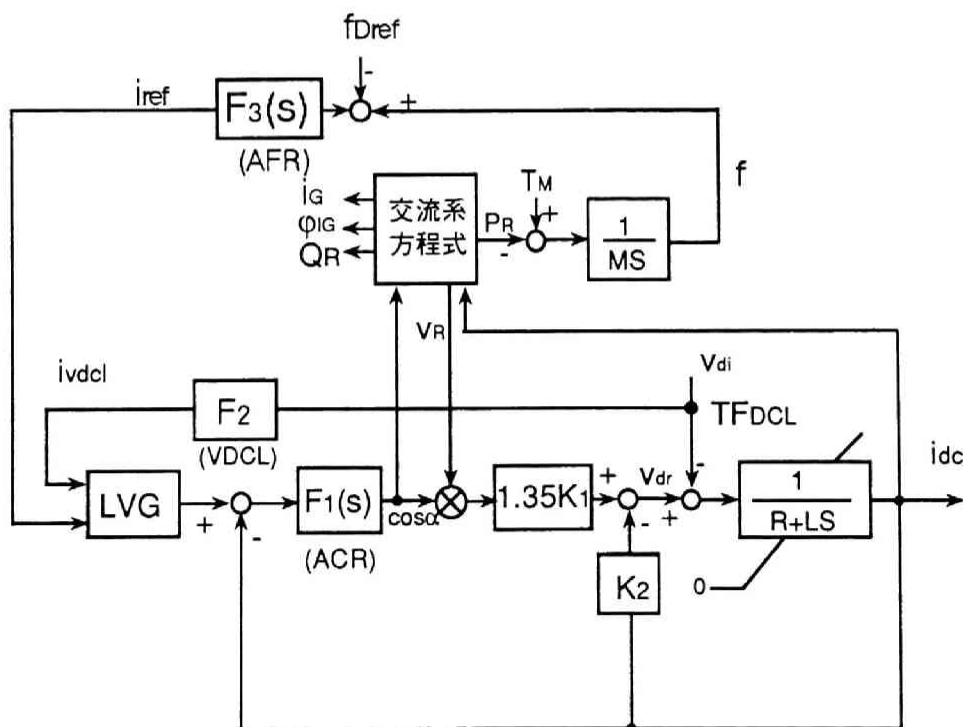


図4. 9 解析対象モデル系統全体の伝達関数モデルブロック図

換部に対する基礎方程式すなわち式(4.4), (4.5), (4.12), (4.13), (4.15), (4.16)に対応し, i_{dc} , $\cos \alpha$ を入力として, v_R , P_R を計算し出力するブロックである。以下この計算法を簡単に説明するが, 上式の中には非線形方程式が含まれているので解析的に解くことは難しい。そこで計算機を利用し, 以下のような手順で数値的に解を求めることにする。

まず, 交流系統の位相基準を発電機の端子電圧 \dot{V}_G にとると, $\dot{V}_G = \bar{V}_G = V_G$ となるので, 式(4.4), (4.5)より, 次式

$$\dot{V}_R V_G = A - jB \quad (4.17)$$

ただし

$$A = Q_R X_{TTL} - v_R^2 B_C X_{TTL} + v_R^2, \quad B = P_R X_{TTL} \quad (4.18)$$

が得られるので, さらに両辺の絶対値の2乗をとると

$$v_R^2 V_G^2 = A^2 + B^2 \quad (4.19)$$

となる。

ここで, $v_R = |\dot{V}_R|$ の関数 F を

$$F(v_R) = v_R^2 V_G^2 - A^2 - B^2 \quad (4.20)$$

と定義すると, $F(v_R) = 0$ となる v_R の値が式(4.19)を満足する v_R の値となる。式(4.20)の中の A , B は, 式(4.18)で定義されているように, その中に, P_R , Q_R を含む。一方, 式(4.13)により, 変数 v_R と交流系方程式ブロックの入力変数 $\cos \alpha$, i_{dc} を用いて v_{dr} を計算し, この v_{dr} と i_{dc} を用いて式(4.12)により P_R が計算でき, 一方式(4.15)により $\cos \varphi$ が計算でき φ が計算できるので, 式(4.16)により Q_R が計算できる。従って $F(v_R)$ は v_R および $\cos \alpha$ と i_{dc} により連続的に定義できるので, はさみうち法(regula falsi法)⁽⁶³⁾により $F(v_R)$ が0となる v_R の値を求めることができる。また, v_R が求まれば v_{dr} , P_R , Q_R , \dot{V}_R , i_G も求められる。

(3) 計算手順

計算は、伝達関数ブロック図で表現された系統の過渡応答を解析するプログラムを用いた（付録4.1参照）。その手順を簡単に説明する。

図4.10に計算手順のフローチャートを占めす。

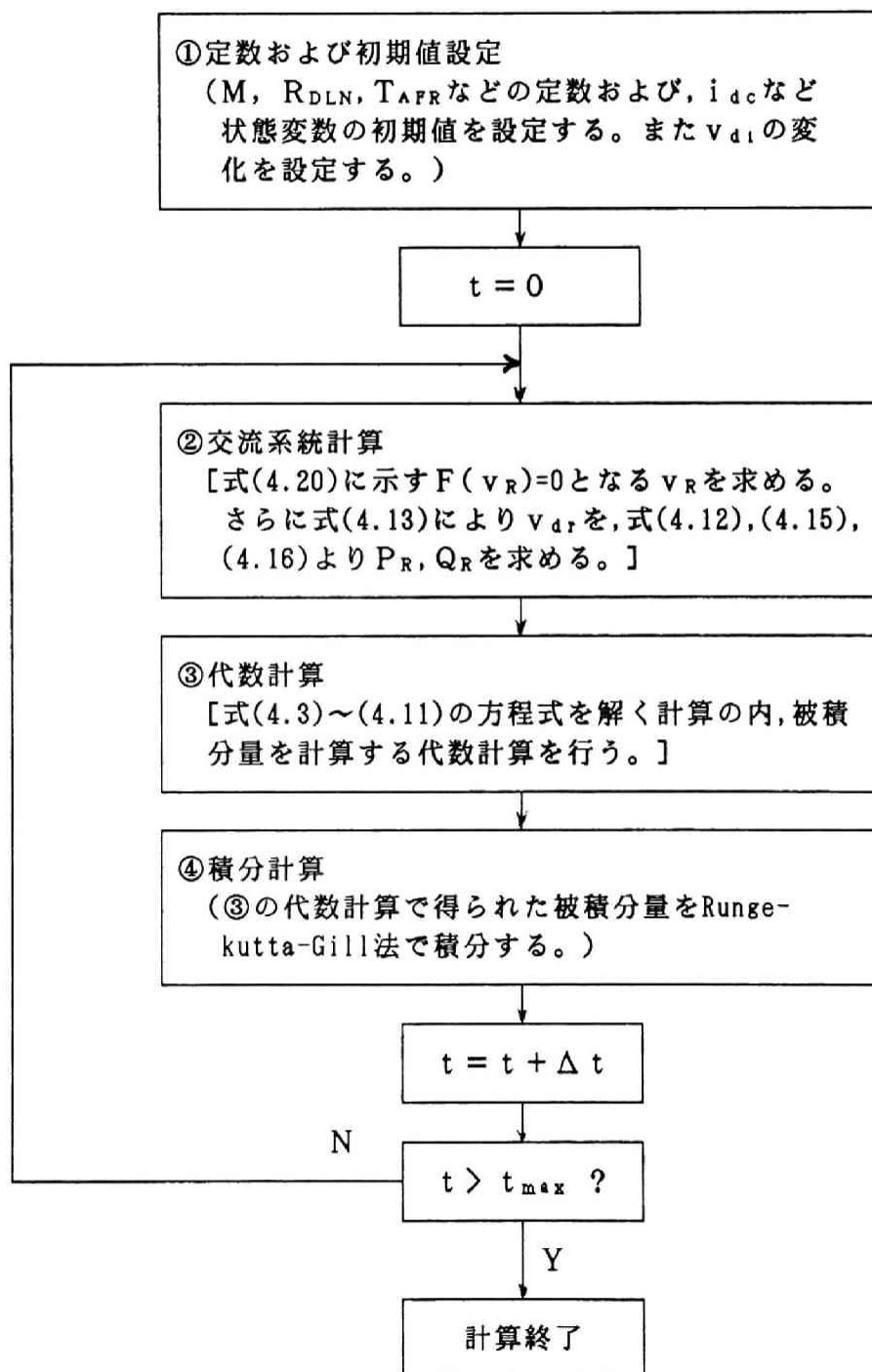


図4.10 計算手順

①では、図4.9の各ブロックの定数（発電機慣性定数 M ，直流送電線路の抵抗 R_{DLN} ，AFCの積分要素の係数 T_{AFR} など）および状態変数の初期値すなわち積分ブロックの出力変数，一次遅れ要素ブロックの出力変数の初期値（平滑用リアクトル電流 i_{dc} などの初期値）を設定する。また， v_{dl} の変化を設定する。

②では，状態変数 $\cos\alpha$ ， i_{dc} を入力し，4.2.4の（2）で述べた方法により交流系方程式を解き v_R ， P_R ， Q_R を求める。すなわち式(4.20)に示す関数 F より， $F=0$ となる v_R を求め，式（4.13）により v_{dr} を計算し，この v_{dr} と i_{dc} を用いて式（4.11）により P_R を計算し，一方式（4.15）により $\cos\varphi$ を計算し，式（4.16）により Q_R を計算する。

③では，式（4.3）～（4.11）の方程式を解く計算の内，被積分量を計算する代数計算を行う。たとえば， T_M ， P_R ， M より式（4.3）に従い f の微分値すなわち被積分量を計算する。

④では，③の代数計算で得られた被積分量をRunge-kutta-Gill法で積分し，積分計算刻み時間 Δt 後の状態変数を計算する。なお，制限値処理もこの時実施される。たとえば計算の結果 $i_{dc} < 0$ となった場合は， $i_{dc} = 0$ とする。

そして，時間 t を進めながら②～④の手順を計算終了時間 t_{max} まで繰り替えして数値計算を行う。

以上が基礎方程式の数値解法手順である。なお，①～④の計算は実際は付録4.1に示す伝達関数ブロックで表現された系統の汎用ディジタルシミュレーションプログラムの中で実行される。

4.3 交流母系統の線路故障に対する発電機一直流送電系統の過渡応答解析

本節では，前節で述べた数値解析手法を適用して，本章の解析対象である交流母系統で線路故障が生じた場合の発電機一直流送電系統の故障継続期間中の発電機の電機子電流 i_g の応答を詳細に解析し， i_g の大きさ i_g の変化には平滑用リアクトル電流 i_{dc} と順変換所の調相設備を流れる電流 i_{yc} が関与することなどを示す。

4.3.1 解析対象モデル系統の諸定数

解析対象モデル系統の諸定数の値と初期運転状態における変数の値を表4.2に示しているが，それらは基準定格電力10GVA，交流系統定格線間電圧500kVA，直流系統定格電圧1000kVを基準とした単位法で表現している。単位がpuであるものは単位

を省略している。モデル系統の初期運転状態の項にある f_{ini} は順変換所側交流系統の周波数 f の初期運転状態での値であり、本来 f_0 とすべきであるが、 f_0 は交流系統の定格周波数を現わす記号として用いているので、別の記号を用いている。また、4.5節において変化させた被検討因子の値は各ケースで明示している。

表4.2 解析対象モデル系統の諸定数

{pu値表示, 基準定格電力10GVA(交流系統, 直流系統共通)
交流系統定格線間電圧実効値500KV, 交流系統定格周波数60Hz
直流系統定格電圧1000KV }

[発電機]

回転運動系

$$M = 8.1(s)$$

[順変換所]

順変換器

$$B_c = 0.3, K_1 = 0.864, K_2 = 0.0891, X_c = 0.125$$

制御回路

$$K_{ACR} = 75.4, T_{ACR1} = 1.0(s), T_{ACR2} = 0.012(s)$$

$$\cos \alpha_{\max} = 0.996, \cos \alpha_{\min} = -0.5$$

$$C_{i\min} = 0.1, C_{i\max} = 0.5, C_{o\min} = 0.1, C_{o\max} = 1.2$$

$$T_{AFR} = 0.068(s), D_{AFR} = 33.3, i_{refmx} = 1.2$$

$$i_{refmn} = 0.1, f_{Dref} = 1.0$$

[直流送電線路]

$$R = 0.02, L = 0.01(H/\Omega)$$

[順変換所側交流系統]

$$X_{TTL} = 0.2$$

[初期運転状態における変数の値]

$$V_G = 1.02, T_{M0} = 1.0, i_{G0} = 0.965, \cos \alpha_0 = 0.979$$

$$i_{dc0} = 1.0, V_{AC0} = 0.953, P_{R0} = 1.0, Q_{R0} = 0.486$$

$$v_{dr} = 1.0, v_{di} = 0.98, f_{ini} = 1.0$$

$$i_{ref} = i_{ordr} = 0.987$$

次に、4.2.2項の仮定(7)で述べたように、本章の解析においては、交流母系統の状態と無関係に逆変換所側直流電圧 v_{di} の変化を想定して計算を行うことができるので、交流母系統の構成は説明する必要はないが、想定した故障を明確にするため、図4.11に交流母系統の構成例と故障点を示す。同図において、DCS₁は直流送電系統の逆変換所、B_{INV}は逆変換所用母線、PSNは隣接交流系統、B_{PSN}はPSNの母線、TL₃、TL₄は交流送電線路である。CB_{M1}～CB_{M4}は遮断器である。なお、線路定数は解析に使用しないので省略する。

4.3.2 交流母系統線路故障時の発電機－直流送電系統の数値計算結果

図4.11において、落雷などで、交流母系統の送電線路がF点で1線地絡を生じ系統に地絡電流が流れ、逆変換所の変換器が転流失敗し、保護継電器が故障を検出して100ms程度で当該送電線路を遮断器CB_{M3}、CB_{M4}により切り離し、交流系統の故障は除去され、逆変換所の変換器も正常運転に復旧する場合を考える。この場合、F点の位置などで、地絡電流など交流母系統の状態は異なるが、逆変換所側直流電圧 v_{di} の変化は常に図4.12に示すように変化する。すなわち、計算開始後時間 $t = 50\text{ms}$ で1線地絡故障が発生すると逆変換所の変換器が転流失敗し、 $v_{di} = 0$ となる。故障発生後100ms($t = 150\text{ms}$)に故障が除去され、変換器の転流が可能になるので v_{di} は直線状に上昇し、50ms後($t = 200\text{ms}$)に元の状態に戻る。従って4.2節で述べた計算手法において、 v_{di} を図4.12に示すように与えて数値計算を行えばよい。

図4.13に計算によって得られた交流母系統故障時の平滑用リアクトル電流 i_{dc} と逆変換所側直流電圧 v_{di} 、順変換所の変換器が受電する有効電力 P_R と無効電力 Q_R 、順変換所用母線電圧の大きさ v_R 、周波数偏差 f_d 、発電機電機子電流の大きさ i_g の波形を示す。

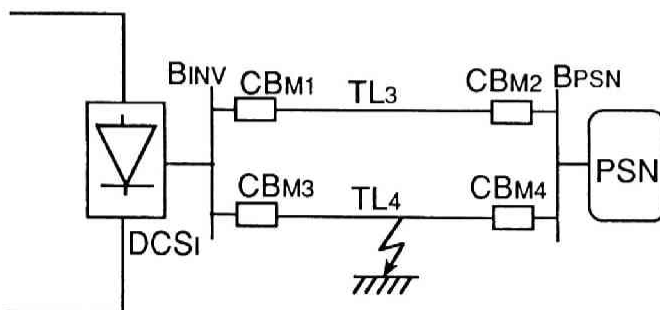


図4.11 交流母系統の構成例と故障点

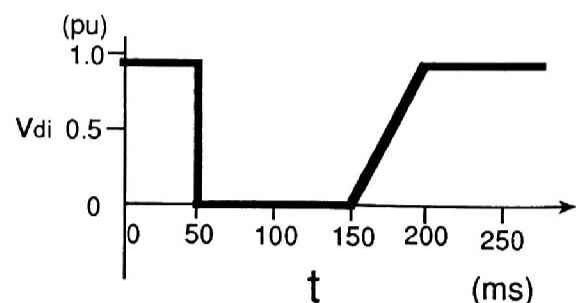


図4.12 逆変換所側直流電圧 v_{di} の変化

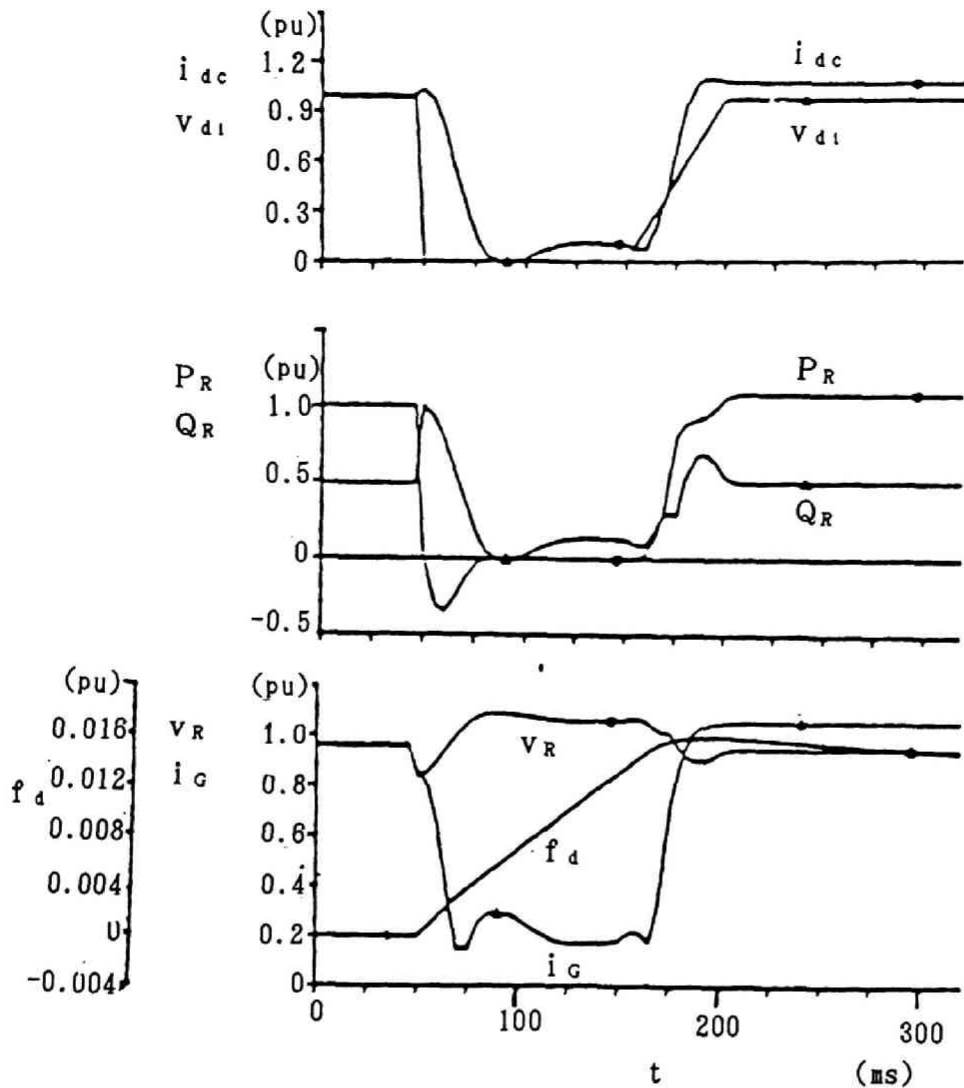


図4. 13 交流母系統線路故障時の諸変数の変化 ($C_{min} = 0.1 \text{ pu}$)

さて v_{d1} が 0 になると、順変換所側の直流電圧 v_{dr} との間に大きな差を生じ、 i_{dc} が上昇する。 v_{d1} の低下により $VDC L$ より出力される直流電流制限値 i_{vdcl} は C_{min} に減少する。一方、一般に図4. 8で説明した AFR の積分係数 T_{AFR} は長く、また比例要素の利得 D_{AFR} も小さい値であるので、故障期間において、図4. 9の $i_{ref} \approx 1.0 \text{ pu}$ である。従って、 LVG は、電流指令値 i_{ordr} として i_{vdcl} を選択する。 ACR では、 i_{ordr} が下がったのに、 i_{dc} が大きな値となっているので、順変換器の点弧角 α を大きくして v_{dr} を v_{d1} より小さい値すなわち負の値まで下げて i_{dc} を下げる。 i_{dc} は図4. 13に示すように故障直後一旦上昇するが ACR の働きで v_{dr} が負になった時刻から降下を始め、故障後 30ms 程度でほぼ 0 となっている。故障が除去され v_{d1} が故障前の値に回復すれば、 i_{vdcl} も前の値に戻るの、 i_{ordr} として再び i_{ref} が選択され、 i_{dc} もほぼ故障前の値に戻る。ただし、後述するように故障中に pu 単位による順変換所側交流系統の周波数 f がわずかに上昇するので、 AFR の働きで P_R を増加させて f を抑制するため、 i_{ref} は多少故障前の値より大きくなっている。

次に、 P_R は図4. 13に示すように故障後急速に減少し、負の値となる。これは、順変換器の点弧角 α が急速に大きくなり、 $\alpha > \pi/2$ となって、逆変換器運転状態となるので直流系統の電力が発電機側へ送り返されていることを示している。

Q_R は、故障直後一旦上昇する。これは、点弧角 α が上昇するので、皮相電力は変化しなくても P_R と Q_R の比率が変化し Q_R が増加するためである。 Q_R は、 $\alpha = \pi/2$ の時、皮相電力がすべて無効電力となり最大になり、 $\alpha > \pi/2$ となると減少する。その後、 i_{dc} が減少すると Q_R もさらに減少し、故障回復後 i_{dc} が元に戻ると Q_R も元に戻っている。

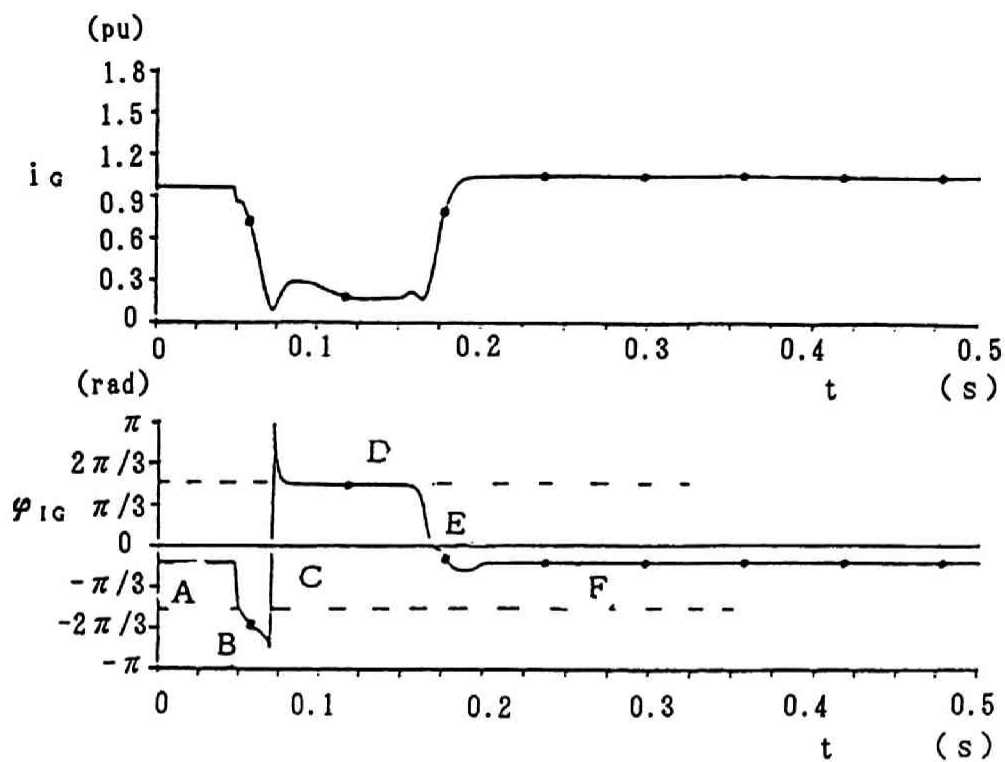
次に v_R は、故障直後で、無効電力が増加した時点で一旦下がるが、その後の故障期間中は上昇している。これは、 Q_R が一旦増加するがその後0.1 pu程度に小さくなり、順変換所の調相設備による進相無効電力だけが残るためである。

また、 f_d は故障期間中上昇している。これは図4. 9において故障により P_R が低下したにも拘わらず、機械入力トルク T_M は発電機の調速機の応答が遅いので仮定(2)により一定としているので、回転運動系の入力が増加して、加速したためである。故障期間が終れば、 P_R も大きくなるので、 f_d は元に戻る。 f_d の上昇率は発電機の慣性定数 M によって決る。ちなみにこのケースでの f_d の最大は0.016 pu程度であった。

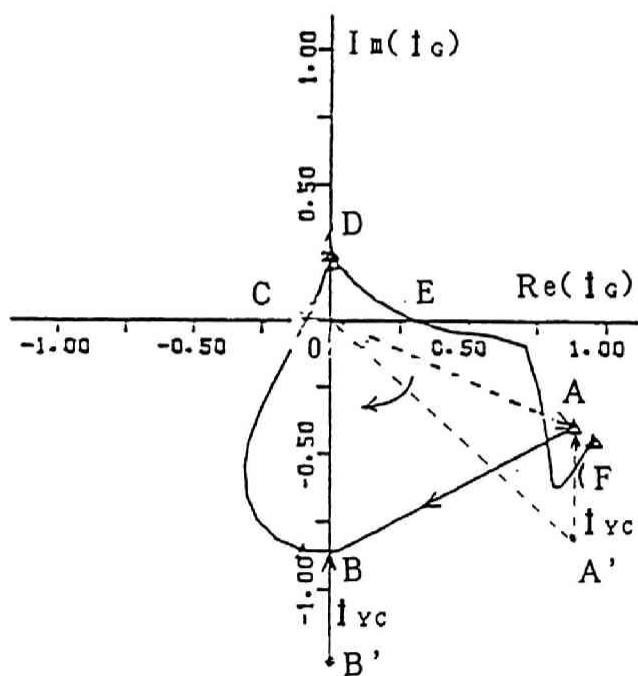
次に、発電機電機子電流 i_G の大きさ i_G の変化は複雑であるが、この電流が原子力発電所—直流送電系統の故障拡大現象の重要な要素であるので、 i_G の変化から詳細に検討する。図4. 14(a)に i_G の大きさ i_G と位相 ϕ_{iG} の時間変化を、同図(b)に i_G の複素平面上の軌跡を示す。ここで、複素数表示する場合の位相基準としては、発電機の端子電圧 $\dot{V}_G = V_G$ を用いている。なお V_G は4. 2. 2項で述べた仮定(3)より故障期間においても一定であるものとする。

故障発生前には、 i_G はA点にある。 i_G は、2つの電流すなわち図4. 5に示したように順変換器を流れる電流 i_R と調相設備を流れる電流 i_{YC} の和である。ここで調相設備は純粋な容量性負荷であるので、 i_{YC} は図4. 14(b)で虚軸の正方向を向いたベクトルとなる。従って、故障以前において i_R はA'点にあると考えられる。

故障が発生すると、前述のように電流制御系の働きで順変換器の点弧角 α は急速に大きくなり $\pi/2$ を少し越えた値となるため、 i_R はほぼ純粋な遅相電流となる。この時 $i_G = i_R + i_{YC}$ はB点にある。図4. 13で i_{dc} が故障直後上昇しているのに、図4. 14(a)の i_G は低下している原因は i_{YC} にある。以下、同図(b)により説明する。もし $i_{YC} = 0$ ならば、 $i_G = i_R$ となる。 i_R の大きさ i_R は i_{dc} に比例するので、結局 i_G の大きさ i_G は i_{dc} に比例することになり、 i_{dc} が上昇すれば i_G も上昇する。しかし、実際は $i_{YC} \neq 0$ であるので i_G の変化は i_{dc} の変化と一致しない。故障前と故障直後の i_R すなわち、 $\overline{OA'}$ と $\overline{OB'}$ を比較すると、 i_R は i_{dc} に比例するので $\overline{OA'} < \overline{OB'}$ であるが、 $i_R + i_{YC} = i_G$



(a) i_G , φ_{IG} の時間変化



(b) i_G の複素平面上の変化

図4. 14 交流母系統線路故障時の発電機電機子電流の変化 ($C_{omn} = 0.1$ pu)

の大きさ i_g すなわち \overline{OA} と \overline{OB} で比較した場合、 $\overline{OA} > \overline{OB}$ となる。

次に、B 点から D 点への移動には、直流送電系統の制御回路中の VDC L が関与している。図 4. 9 で故障期間中は v_{d1} が低下するので、図 4. 7 に示す VDC L の特性に従って i_{vdcl} も低下する。この場合、LVG は i_{vdcl} を選択することになるので、 i_{ordr} も低下し、ACR は $i_{dc} = i_{ordr}$ となるように点弧角 α を大きくして v_{dr} を負の値まで下げる。この変化が B 点から D 点への変化である。この期間点弧角 α は $\alpha > \pi/2$ となり、順変換所側の変換器が逆変換器運転状態となり、直流系統から交流系統に電力を返還させる働きをしている。これにより、平滑用リアクトル DC L に蓄積されているエネルギーが発電機側の交流系統に放出され i_{dc} が下がる。 \overline{OB} 、 \overline{OD} 間の \mathbf{i}_g は虚軸の左側を通過している。これは、通常の運転とは逆に、上記したように変換器から発電機側交流系統に電力が返送されていることを示している。なお、このため図 4. 13 において P_R が負の値まで変化しており、交流系統に送られるエネルギーは発電機の回転数を上げるエネルギーとなり、この時、発電機は電動機運転状態となっている。

図 4. 14 (a) で、 φ_{ig} が大きく変化する C 点は、同図 (b) の \mathbf{i}_g の軌跡が実軸を切る点である。C 点は \mathbf{i}_g の虚部すなわち無効電力に対応する電流成分が 0 の点であり、この時刻に順変換器が受電する無効電力と調相設備が供給する無効電力が相殺されて 0 となるのである。

ここで図 4. 13 の i_{dc} と i_g の変化の関係を吟味すると i_g が最小になる時刻は i_{dc} が最小になる時刻以前で、前述の C 点近傍であることがわかる。この理由について図 4. 14 を用いて説明する。

電機子電流 \mathbf{i}_g は実部 $\text{Re}(\mathbf{i}_g)$ と虚部 $\text{Im}(\mathbf{i}_g)$ で構成されており、 i_g が最小になるのは $\{\text{Re}(\mathbf{i}_g)\}^2 + \{\text{Im}(\mathbf{i}_g)\}^2$ が最小になる時刻である。ところが、 $\text{Re}(\mathbf{i}_g)$ の変化は小さいので変化しないと仮定すると、 i_g が最小となるのは $\text{Im}(\mathbf{i}_g)$ が最小になる時刻であり、これは前述の C 点に他ならない。なお $\text{Re}(\mathbf{i}_g)$ の影響を考慮すると i_g が最小になる時刻は多少 C 点からずれ、その近傍になることになる。

次に、 $\text{Im}(\mathbf{i}_g) = \text{Im}(\mathbf{i}_R) + \text{Im}(\mathbf{i}_{yc})$ であり、かつ $i_R = |\mathbf{i}_R|$ は i_{dc} に比例し、 \mathbf{i}_R の位相 φ_{iR} が一定であるので、 $\text{Im}(\mathbf{i}_R)$ が i_{dc} に比例することになる。一方、 $\text{Im}(\mathbf{i}_R)$ は遅相成分であり、 $\text{Im}(\mathbf{i}_{yc})$ は進相成分であるので、 i_{dc} が大きい時は $\text{Im}(\mathbf{i}_g)$ は遅相となり、 i_{dc} が小さくなると進相になり、その中間で 0 となる。従って i_{dc} がある程度減少した時 i_g は最小となり、さらに i_{dc} が小さくなると i_g は再び増加し、 $i_{dc} = 0$ となった時ピークとなり、その後 i_{dc} が再び増加すると i_g は小さくなる。なお、D 点は、故障継続中の \mathbf{i}_g の位置であり、 i_{dc} は VDC L によって設定された $C_{min} = 0.1 \text{ pu}$ に保持されている。 $v_{d1} = 0$ であるため、 $\cos \alpha = 0$ とし、 $v_{dr} = 0$ として電位差をな

くしている。

次に、交流母系統の故障が除去されると、逆変換器の転流が可能となり、図4.9の v_{di} が上昇するので、VDC Lの出力 i_{vdc1} が上昇し、 i_{dc} も上昇し、図4.14(b)の i_g の位置もD点より右下方に変化する。E点は Q_R と発電機から順変換所までの交流線路が消費する無効電力と調相設備の発生する無効電力が等しくなった点である。E点を過ぎ、実軸を越えて下に下がった所で折れ曲がり点がある。これは、LVGが選択する信号が i_{vdc1} から i_{ref} に変化した点である。この後ACRは $i_{dc}=i_{ref}$ となるよう動作し、 $i_{ref}=i_{dc}$ となる時刻F点で落ち着く。なお、F点が故障前の運転状態を示すA点と異なっているのは、故障中に f が変化し、それを元の値に戻すためにAFRが i_{ref} を大きくしているためである。

以上述べたところから i_g に関して主要な点を整理すると次のようになる。

(1) 平滑用リアクトル電流 i_{dc} とOSPの作動を決定する入力信号の一つである発電機電機子電流 i_g の大きさ i_g の間には密接な関係があるが、 i_g は i_{dc} だけで決定されるのではなく、順変換所の調相設備を流れる電流 i_{yc} も大きく影響する。

(2) i_g は、 i_{dc} が最小値に達するよりも少し前で、 $I_m(i_R)$ と $I_m(i_{yc})$ が相殺する時刻の近傍で最小になる。

4.4 交流母系統線路故障時の発電機OSPの作動可能性の検討

前節の検討で、逆変換所側の交流系統で故障が発生した場合、発電機の電機子電流 i_g の大きさ i_g が低下することが判明した。本節では i_g の低下により発電機のOSPが作動する可能性の検討を行う。

4.4.1 発電機OSPの作動条件

図4.15はOSPの作動判定図の一例で、横軸は出力偏差 $P_{dif}=P_{HPT}-i_g[P_{HPT}$ ：高圧タービン入口の蒸気圧力(機械入力信号)、 i_g ：発電機の電機子電流(電気出力信号)]で、縦軸はpu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 f_d で発電機の色度変化に対応している。斜線を付した領域がOSPが作動する領域であるが、OSPの作動は2種類の要素 P_{dif} と f_d で決定される。すなわち P_{dif} が0.8pu以上になる領域①では、 f_d の値に関係なくOSPは作動する。また、 f_d が0.075pu以上になる領域③では、 P_{dif} の値に関係なく作動する。さらに、その中間領域②では、2つの偏差 P_{dif} と f_d が

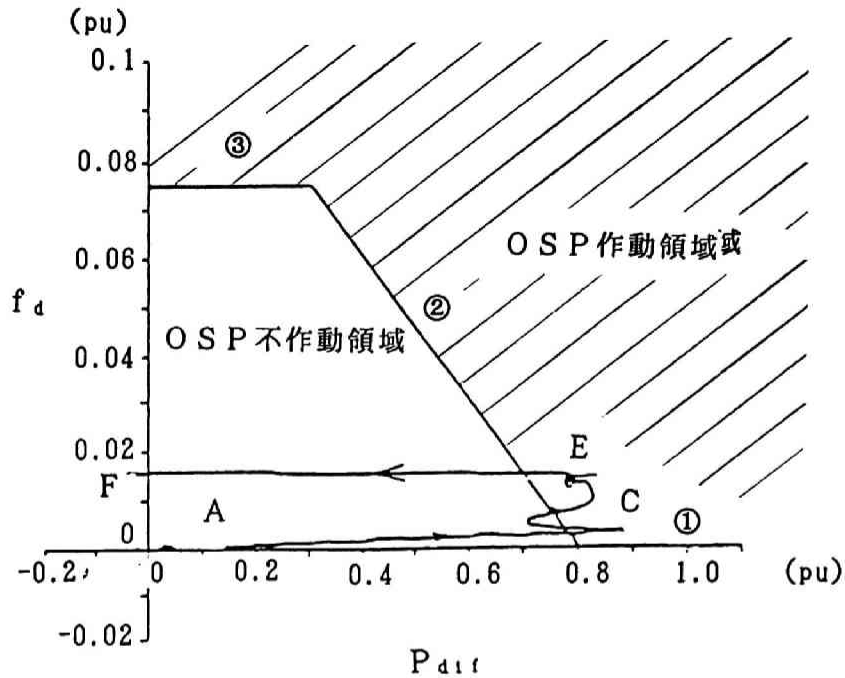


図4.15 O S P作動判定図と出力偏差 P_{dif} の対周波数偏差 f_d 曲線
(V D C L改善前)

$$7.5 P_{dif} + 5.0 f_d - 6 \geq 0 \quad (4.21)^{(64)}$$

という条件を満たすと作動する。

例えば定格出力で運転していた発電機が何らかの故障で負荷が脱落し短時間のうちに40% (0.4 pu) 出力状態となったとする。この場合、変化直後では P_{HPT} は1 puのままであるので $P_{dif} = 0.6$ puとなる。一方周波数は基準周波数のままで $f_d = 0$ であるので、図4.15のO S P不作動領域になっており、O S Pは作動しない。しかし、 T_M と P_R のアンバランスにより、時間の経過に伴って、 f_d は上昇する。そして、 $f_d = 0.03$ puになると式(4.21)の条件が成立し、O S Pが作動する。なおここに挙げた定数設定値は実際の装置と同じとは限らないが、加圧水型原子力発電所のO S Pは概ねこのような特性となっている。

4.4.2 交流母系統線路故障によるO S P作動の有無

次に4.3.2項で求めた交流母系統側の線路故障による i_g と f_d の変化でO S Pが作動するかどうかを検討する。まず、4.3節の数値解析で得られた P_{dif} の対 f_d 曲線A C E Fを図4.15に実線で示す。故障前は発電機機械入力 T_M と順変換所の変換器が受電

する有効電力 P_R がバランスしており、 $P_{d1f} \approx 0$ である。また、 $f_d = 0$ であるので、動作点Aは原点O近くにある。次に故障が発生すると $i_g \approx 0$ になるので、 $P_{d1f} > 0.9 \text{ pu}$ となり動作点はOSPの不作動領域を逸脱したC点にある。一方、この時刻までは $f_d < 0.01 \text{ pu}$ であるので、動作点は横軸に沿うように移動する。

動作点はC点に至った後、一度OSPの不作動領域に戻るが、これは図4.14(a)において i_g が一旦最小になった後再び上昇していることに対応している。 i_g はその後ピークに至った後再び小さくなり、 P_{d1f} が大きくなるので、動作点は右に動く。一方、故障継続中は、発電機が加速し f_d が大きくなるので動作点は上昇している(C→E)。そして、交流母系統側の線路故障が除去され逆変換所側直流電圧 v_{d1} が復旧すれば直流送電も復旧し、 i_{dc} も大きくなるので、 i_g も戻り、 P_{d1f} は小さくなる(E→F)。この段階では、周波数偏差は戻っていないので、F点は原点より、少し上にある。この後、AFRの働きで周波数は基準値に戻る所以、徐々に元の運用状態に移動する。ここで、 P_{d1f} が縦軸の左側すなわち、負の領域に入っているのは f_d が正の値であるので、これを下げるためAFRが働いて、故障前よりも大きな電力を送電するため i_{dc} を故障前の値より大きくしているためである。なお、以上の現象は線路故障が発生してから、それが除去されて逆変換所側の直流電圧が故障前の値に戻る150ms程度の期間の現象である。

以上の検討により、直流送電系統の制御回路の特性を従来の設計のままとした場合、交流母系統側の線路故障によりOSPが作動することが判明した。

4.5 交流母系統線路故障時の発電機OSP作動防止対策の検討

4.5.1 防止対策の整理

4.2.1項で述べた故障拡大現象を防ぐには、前節で述べた発電機のOSPの作動を防止する必要があるが、その方法には直流送電系統で対策する方法、OSPが作動する条件を変更する方法などが考えられる。しかしこの内、OSPが作動する条件を変更する方法は、発電機から順変換所までの交流系統でOSPが作動すべき故障が発生した場合でもOSPが作動しなくなる可能性もあり、発電機の過速度を防止する立場から採用が難しい。従って、直流送電系統の方でOSPの不必要な作動を抑制する対策を検討する必要がある。本節では、対策と効果の関係を4.2節で説明した解析法を再び用いて検証する。

OSPで判定に用いられている発電機電機子電流 i_g が低下するのは交流母系統の線路故障継続期間 T_{11f} 中にVDC Lが働き、平滑用リアクトル電流 i_{dc} が低下するためである。既述のように、VDC Lは直流送電線路で故障が発生した場合に i_{dc} を下げて故障電

流を抑制すること、および何等かの原因で転流失敗が生じた場合に i_{dc} を下げて転流能力の回復を図ることを目的としている。しかし、交流母系統の線路故障により転流失敗が生じた場合については、故障除去とともに転流能力は回復するので、VDC Lは動作する必要がない。

そこで第一の方法としてVDC Lを選択的に動作させる方法が考えられる。これは、 v_{d1} の低下だけではVDC Lを動作させず、 v_{d1} が低下したらその原因を調べ、交流母系統の線路故障の場合はそのまま故障が除去されるのを待ち、交流母系統の線路故障でないことが確認した段階でVDC Lを動作させる方法である。しかし、この方法では、故障位置を確認するまで直流送電系統の電流制御回路は i_{dc} を抑制させる動作はしないので、転流失敗や直流送電線路故障直後に i_{dc} が異常に大きくなる現象が発生する。

この問題を解決するため、第二の方法として図4. 7のVDC Lの特性の内、VDC Lの出力の最小値 C_{min} を、 i_{dc} の抑制効果を損なわない範囲で、上昇させる方法を検討した。図4. 16の(a)、(b)に $C_{min} = 0.7 \text{ pu}$ とした場合の i_G 、 φ_{IG} の時間変化と i_G の複素平面上の軌跡を示す。この場合は、 i_G は 0.4 pu 程度までにしか低下しない。これは、 i_{dc} が 0.7 pu という値で残っているので、順変換器が受電する無効電力 Q_R が大きく、調相設備の発生する進相無効電力で補償しても、遅れの無効電力が残り、それに対応する i_G が流れているためである。 i_G の軌跡は複素平面の原点に近づくことはなく、実軸の下半面内を移動している。

上述した改善によりOSPの作動が抑制されるかどうかを確認するため、 P_{dif} の対 f_d

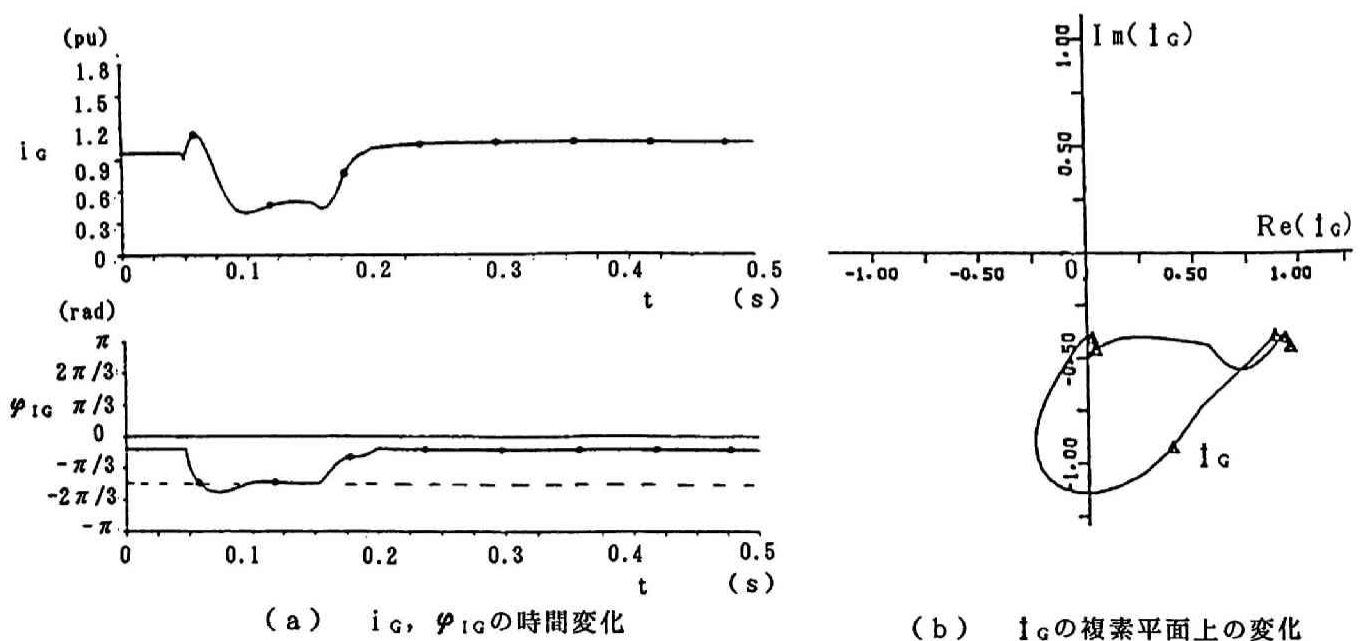


図4. 16 交流母系統線路故障時の発電機電機子電流の変化 ($C_{min} = 0.7 \text{ pu}$)

曲線の、OSPの作動特性図上の P_{dif} の対 f_d 曲線をみる。図4.17がその曲線である。曲線はOSP不作動領域内に留まっており、OSPは作動しないことがわかる。従って C_{min} を上昇させる方法が有効であることがわかった。

そこで、 C_{min} をどのような値に設定するか決定するため、 C_{min} 、順変換所の調相設備のサセプタンス B_c 、交流母系統の故障継続時間 T_{fil} を変化させて4.2節で述べた計算手法により数値計算を行い結果を検討した。ここでOSPが作動するかどうか判断する指標として、図4.17に示したように、OSP作動領域を示す境界線に最も近づく時の P_{dif} と許容限界出力偏差との差 ΔP を用いることとし、これをOSPの作動余裕と定義した。なお、 ΔP が負の時は軌跡が許容限界を越えたことになり、過速度防止制御が働くことになる。

4.5.2 VDC Lの出力最小値 C_{min} のOSP作動余裕 ΔP に対する影響

図4.18に C_{min} を変化させた場合の ΔP の変化を示す。従来の設定値 $C_{min}=0.1\text{ pu}$ では $\Delta P < 0$ となり、OSPが作動することを示している。 C_{min} を上げると、 ΔP は一旦低下する。これは、故障継続中は $i_{dc}=C_{min}$ となるが、その時の Q_R と、調相設備の発生無効電力が釣り合うと $i_g \equiv 0$ になるためであると考えられる。さらに、 C_{min} を上げ、 $C_{min} \geq 0.6\text{ pu}$ にすると、 $\Delta P > 0$ となり、OSPの不必要な作動が抑制されることがわかる。

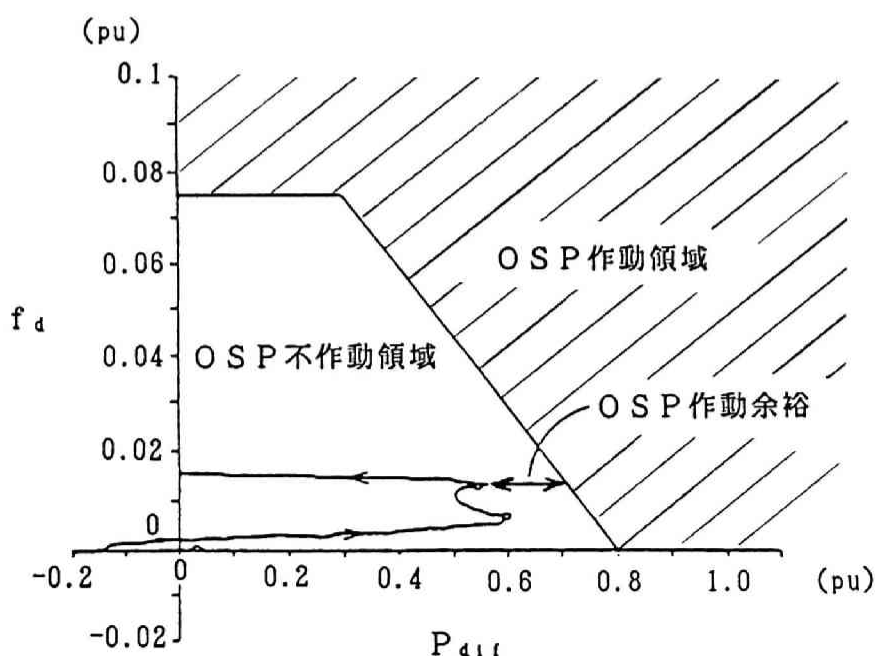


図4.17 出力偏差 P_{dif} の対周波数偏差 f_d 曲線（VDC L改善後）

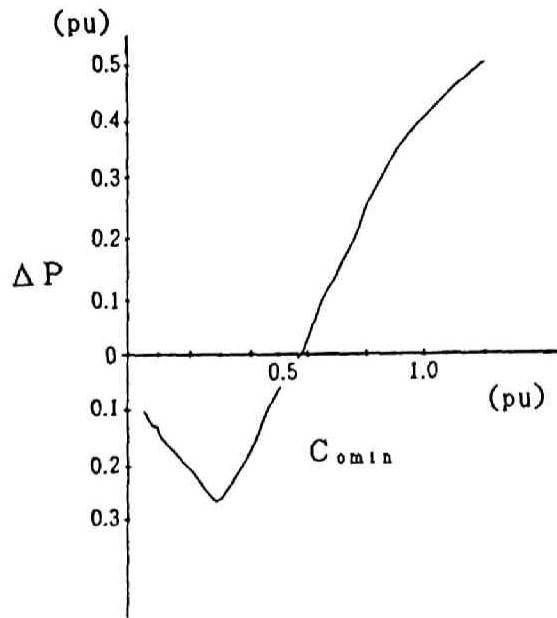


図4. 18 VDC Lの C_{min} の設定と
OSP作動余裕 ΔP の関係

4. 5. 3 調相設備のサセプタンス B_c の ΔP に対する影響

4. 5. 2で述べたように調相設備のサセプタンス B_c によって決る調相設備容量も i_g に影響している。 B_c による ΔP の変化を図4. 19に示す。同図において●は C_{min} を1. 2 puに設定した場合（等価的にはVDC Lなしの状態）を示す。また、○は C_{min} を0. 7 puに設定した場合を示す。

B_c を増加させると、 Q_R に対し調相設備が補償する無効電力の量が増加するので、 i_g は小さくなり、 ΔP も小さくなる。 $C_{min}=1. 2$ puとした場合は、 B_c が0. 6 puとなっても ΔP は十分大きい。一方 $C_{min}=0. 7$ puの場合は B_c が0. 5 pu程度となると $\Delta P \approx 0$ となることがわかる。

4. 5. 4 故障継続時間 T_{flt} の ΔP に対する影響

故障継続時間 T_{flt} が長くなるとその間に f_d が大きくなり、図4. 17において軌跡が上方へ移動することになるので作動余裕 ΔP は減少する。一般に、故障送電線路の両端に設置された遮断器が作動して故障区間を系統から除去する。これを主保護成功と呼ぶが、この場合、 T_{flt} は100 ms程度である。遮断器が何等かの理由で作動しなかった場合は、故障区間及びその遮断器を含む部分を系統から除去するようにバックアップの遮断器が働く。この動作を後備保護と呼ぶが、この場合、 T_{flt} は200 ms程度となる。

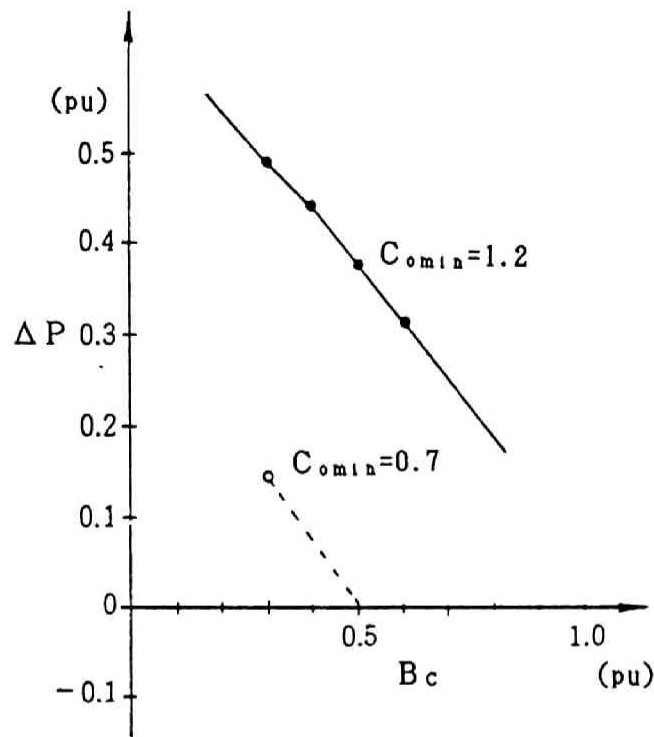


図4.19 OSP作動余裕 ΔP に対する
調相設備容量の影響

図4.20に T_{flt} による ΔP の変化を示すが、 $C_{min} = 1.2 \text{ pu}$ とした場合（等価的にはVDC Lなしの状態）を●， $C_{min} = 0.7 \text{ pu}$ とした場合を○で示している。次に $C_{min} = 1.2 \text{ pu}$ の場合は $T_{flt} \leq 500 \text{ ms}$ では $\Delta P > 0$ であるのでOSPは作動しないが， $T_{flt} > 500 \text{ ms}$ になると， $f_d > 0.075 \text{ pu}$ になり，図4.15の領域③に至るので， ΔP に関係なくOSPが働く。同図において $C_{min} = 1.2 \text{ pu}$ とした時の曲線が， $T_{flt} > 500 \text{ ms}$ で破線になっているのはそのことを示すためである。 $C_{min} = 0.7 \text{ pu}$ とした場合は $T_{flt} \approx 300 \text{ ms}$ で $\Delta P = 0$ となるが，主保護成功，後備保護成功の場合の $T_{flt} \approx 100 \text{ ms}$ ， 200 ms では， $\Delta P > 0$ であり，OSPの作動は抑制されることがわかる。

4.5.5 C_{min} の適正值

4.5.1～4.5.4で得られた結果によれば， C_{min} を大きくすれば ΔP が大きくなることが判明したが，一方で C_{min} を大きくすると Q_R が増加し順変換所用交流母線の電圧 V_R が低下することが知られておりそれを防ぐ必要があるので C_{min} は無制限に大きくできない。本章で扱った解析対象モデルシステムの調相設備容量，主保護成功または後備保

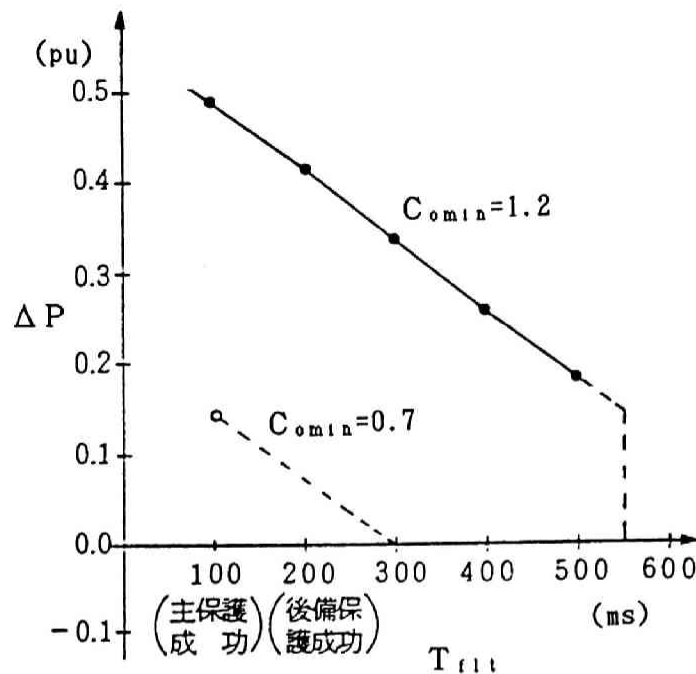


図4.20 OSP作動余裕 ΔP に対する
故障継続時間の影響

護成功に対応する故障継続時間に対しては $C_{\min} = 0.7$ pu程度が適当であることが4.5.1～4.5.4の検討結果よりわかる。なお、 $C_{\min} = 0.7$ puとした場合の結果については、既に図4.16～4.17で示しているが、OSPが作動することなく、 V_R も定格値程度に維持されることが確認された。

4.6 結言

本章で得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) 原子力発電所の発電機と直流送電システムの両制御回路間の相互作用を解析するため、第3章で導出した基礎方程式の内、交流線路の方程式は、発電機電機子電流が振幅と位相で把握できるように複素数表示による方程式に変換し、かつ、直流システムの方程式には直流送電システムの制御回路を表わす方程式を加えて、新しい基礎方程式を導出した。この方程式により、直流送電システムの制御回路の特性及び変換所の調相設備が発電機電機子電流に与える影響が把握できた。
- (2) 上記新基礎方程式を用いて、交流母系統で線路故障が生じ、逆変換所の逆変換器が転流失敗した場合の発電機電機子電流の過渡応答を解析した。計算により得られた発電機電機子電流の振幅、位相の変化を複素平面上の電流ベクトルの軌跡として表現することで、交

流母系統の線路故障期間中の発電機電機子電流の振舞が明確になった。

(3) 直流送電系統の平滑用リアクトル電流 i_{dc} と発電機電機子電流の大きさ i_g の間には密接な関係があるが、 i_g は i_{dc} だけでは決らず順変換所の調相設備のサセプタンス B_c が関与しており、 i_g が最小となるのは、直流送電系統の順変換器に流れる交流電流の虚部と調相設備に流れる電流が相殺する点の近傍であることが判明した。

(4) 直流送電系統の制御回路の特性を従来の設計のままとした場合、交流母系統側の線路故障により O S P が作動し、発電機タービン系のガバナー弁、インターセプト弁が作動して約 2 s 間タービンへの蒸気の供給がなくなるので発電機の機械入力トルクが急激に低下する。直流送電系統の自動周波数調整回路 (A F R) は、交流系統の周波数維持のため順変換所の変換器が受電する有効電力を発電機の機械入力に平衡させるように働くので結果的に交流母系統が直流送電系統から受ける電力も約 2 s 間低下することが判明した。これは、系統の各回路、各装置の動作は正常であるがそれらが連鎖的に影響しながら動作し、交流母系統の線路故障が約 2 s 間の送電電力低下という大きな擾乱に拡大するという新たに生じた現象である。

(5) O S P の作動と順変換所の電圧依存電流指令値制御回路 (V D C L) の出力最小値 C_{min} 、 B_c 、故障継続時間 T_{fil} との関係を吟味し、O S P の作動を抑制するための V D C L の改良法を提案した。

第5章 静止型無効電力補償装置（SVC）による電力系統の安定化

5.1 緒言

前章までは半導体電力変換装置として交流電力と直流電力を変換する装置を扱ってきたが、本章では交流無効電力を制御する静止型無効電力補償装置（Static Var Compensator：SVC）を扱い、SVCによる電力系統の電力動揺現象の抑制方法、いわゆる安定度の向上方法について検討する。電力動揺の周波数は0.2～1 Hz程度であり、本章ではこの周波数領域の現象を扱う。

1970年代より、電力系統に対する要求は量より質に転換した。すなわち、情報化技術の進歩で、計算機、マイクロプロセッサ応用製品が普及してきて、これらの電子機器が停止した場合社会的に大きな影響を与えることが最近の停電事故で明らかになってきた。しかも電子機器は、停電だけでなく、わずかな電圧変動によっても影響される性質があるため停電や電圧変動のない良質の電力への要求は高まる傾向にある。一方、第4章でも述べたが、発電所は負荷の集中している都市部から遠く離れた場所に建設することを余儀なくされる場合が多く、必然的に大電力長距離送電が増加している。このため発電機端子電圧と負荷端子電圧間の位相差が大きくなり、安定度が悪くなるというような問題が出て来た。この問題に関しては従来、送電線路の電圧階級格上げや送電線路の並列回線数増加等により発電機端子電圧と負荷端子電圧間の位相差を小さくする対策を行ってきた。しかし、用地問題、環境問題からこれ以上送電線路の増設や電圧格上げを行うことは難しくなって来ており、発電機のAVR系に系統安定化装置（Power System Stabilizer：PSS）を付加したり、直流送電の導入、交流送電線路に直列にキャパシタを挿入し等価インピーダンスを小さくする等の新しい対策が研究され実用化されている。しかし、直流送電は設備費用及び送電損失等のコスト上の問題があり、直列キャパシタ補償の場合はキャパシタと発電機の軸系の共振等の問題がある。また、直列機器には、共通して、送電中の電力損失や故障が生じた時の対応が難しいという問題がある。

そこで、並列機器による対策が検討されることになった。その一つに静止型無効電力補償装置（SVC）がある。SVCには種々の方式のものがあるが^{(31) (65) (66) (67) (68)}、電力蓄積要素と、蓄積要素と交流電力系統の間に介在し両者の電力の交換を制御する半導体装置の2要素で構成され、電力系統に供給する無効電力を制御する装置である。蓄積要素としては、リアクトル、キャパシタ、電池等があり、半導体装置としてはスイッチング装置、コンバータインバータ、サイクロコンバータ等がある。本章で扱うSVCは蓄積要

素としてリアクトルを用い、半導体装置はスイッチング装置を用いた場合であり、前章までの半導体電力変換装置のように交流電力を直流電力に変換したり、逆に直流電力を交流電力に変換するものではないが、広い意味で電力変換装置と考えることができる。

SVCは最初交流系統の状況に合わせて交流系統に供給する無効電力を変化させ、電力系統の電圧を維持するため開発されたが^{(28) (29) (30)}、その後、無効電力の制御により、電力系統の安定度を向上させ得ることに注目された^{(69) (70) (71)}。これが実現すれば、系統の一箇所に並列に設置するだけで、電圧維持と系統安定化の図れる装置が実現することになるので、多くの研究が行われた。一つの方法としては、Thanawara氏、伊能氏、Czech氏、有働氏らにより送電線路の中間点の電圧を一定に維持して安定度を向上させる方法が研究され開発されている^{(31) (32) (33) (34)}。しかし、この方式では無効電力を非常に高速に制御する必要があり、また、制御する無効電力が送電電力の20～30%に達することが判明した。次に、Olwegard氏らにより送電線路の電力を検出し、その変化率が大きい時に系統にキャパシタを併入したり、逆に除去することで、系統の過渡安定度を向上させる方法が研究されたが⁽³⁵⁾、この場合は応答が遅くなり、また、キャパシタは離散値的な変化しかできないため、電力系統の連続的な安定度向上には効果がなかった。また、Mathur氏らは、界磁回路の時定数が長いために従来の電圧制御を行いにくい超電導発電機の出力端にSVCを並列設置し、SVCにより電圧制御を行う方式を研究し、その中で、SVCの制御信号に補助信号として、周波数信号を加えることで電力系統の安定化が図られることを示唆しているが^{(36) (37)}、その設計方法については十分検討されていない。過渡現象シミュレーションの結果が示されているのみである。

一方、電力系統の安定化を図るため発電機のAVR系に付加するPSSの設計については阿部氏により状態フィードバック制御における定数設定法が提案されているが⁽⁷²⁾、入力信号、制御対象が確定したのちに制御系の定数を決定する手法であるので、本章で扱う解析対象モデル系統のように電力系統の運転状態の変化により制御対象の特性が変化し、設計者が入力信号の選択も行う必要がある場合に直接応用することはできない。

以上にかんがみて、本章では、SVCにより電力系統の安定度を向上させる場合のSVC制御回路の設計方法として根軌跡による方法を提案する。

まず、電力系統及びSVCの特性を記述する方程式を導出する。電力系統については、第3章で導出した方程式を基礎とするが、本章で扱う現象は0.2～1Hz程度の現象であるので、発電機制動巻線回路の影響は無視する。また、送電線路の方程式も過渡項を省略する。これにより、交流系統を表わす基礎微分方程式の次数が下がり、モデルの記述が簡素化される。SVCには種々のものがあるが、本章では、リアクトルに流れる電流をサイリスタスイッチで制御する要素とキャパシタを組み合わせた方式のものを対象とし、この

の電力系統を単純化したものである。同図において、 G_1 は発電機である。電力系統では1発電所に複数の発電機があるのが普通であるが、基本的特性を解析する場合は1台で模擬できる。 P_{SN} は隣接交流系統である。 B_{GEN} は発電所用母線で、 \dot{V}_G は B_{GEN} の電圧すなわち発電機の端子電圧で v_G は \dot{V}_G の大きさを AVR によって一定に保たれる。 B_{SVC} は SVC 用母線で SVC と負荷が接続されており、 \dot{V}_S は B_{SVC} の電圧である。 B_{PSN} は P_{SN} の母線で、 \dot{V}_B は B_{PSN} の電圧である。 TL_{GS} は B_{GEN} と B_{SVC} を結ぶ送電線路であり、 G_1 、 TL_{GS} 、 B_{SVC} に接続された負荷、の3要素で一つの電力系統が構成されている。この電力系統単独でも運転できるが、一般には電力の安定供給のため、 P_{SN} と連係するのが普通である。 P_{SN} は G_1 に比べ容量が大きく電力系統の運転状態に関係なく電圧と周波数が一定の電圧源、すなわち回転子が基準回転速度で回転する無限大容量発電機 G_2 で模擬できると仮定する。 B_{SVC} と B_{PSN} は遮断器 CB_{SB} と送電線路 TL_{SB} を介して結ばれている。 CB_{SB} を閉じれば G_1 の系統と G_2 の系統は連係され、開けば G_1 の系統は単独系統となる。通常は連係線である TL_{SB} には潮流は流さず、発電機の電力は B_{SVC} に接続された負荷で消費している。 P_G は発電機出力、 P_{GS} は TL_{GS} より B_{SVC} に流入する有効電力、 P_{SB} は B_{SVC} より TL_{SB} へ流出する有効電力である。 G_L は B_{SVC} に接続された負荷のコンダクタンスであり、 G_F は、詳しくは後述するが、系統に外乱を与えるための負荷のコンダクタンスであり、この負荷を遮断器 CB_F により一定期間だけ B_{SVC} に接続することにより、電力系統に微小な外乱を与えることができる。

本章で検討する SVC は B_{SVC} に接続されており、図5.1で一点鎖線で囲んだ部分である。 SVC はキャパシタ C_{SVC} 、リアクトル L_{SVC} 、 SVC のリアクトル電流を制御するサイリスタ Th_{SVC1} 、 Th_{SVC2} 、変圧器 T_{SVC} 、及び Th_{SVC1} 、 Th_{SVC2} の点弧角を制御する制御回路で構成されている。 Th_{SVC1} 、 Th_{SVC2} は全体で1つのスイッチング素子を形成し、そのスイッチング素子の導通角を変化させることで L_{SVC} に流れる電流を制御するものである。この制御により T_{SVC} 、 Th_{SVC1} 、 Th_{SVC2} 、 L_{SVC} で構成される直列回路の、 B_{SVC} から見た等価リアクタンス x_{LSVC} は、 L_{SVC} のリアクタンスと T_{SVC} の漏れリアクタンスを合成した値（ Th_{SVC1} 、 Th_{SVC2} 完全導通時）から無限大（同非導通時）まで変化する。 SVC 全体の等価サセプタンスを b_{SVC} とおく。 b_{SVC} は x_{LSVC} と C_{SVC} のサセプタンス B_{SC} を合成したものになる。ここで、 x_{LSVC} 、 b_{SVC} は時間とともに変化する変数であり、 B_{SC} は定数である。次に、 SVC の機能について説明する。図5.1の解析対象モデル系統で b_{SVC} を変化させると、系統潮流例えば P_{GS} も変化する。この特性を利用すれば、系統故障等で P_{GS} が変動した場合、 b_{SVC} を制御することで P_{GS} の変動を短時間で収束させることができる。このように SVC によって P_{GS} の変動が抑制されれば、発電機 G_1 の動揺も抑制され電力系統の安定化が図られることになる。

本章の解析対象モデル系統では、電力動揺を抑制する SVC 制御回路の入力信号としては、 B_{SVC} で観測できる 2 種の電力すなわち、前述の P_{GS} と P_{SB} の 2 候補が考えられるが、SVC の制御回路設計の観点から一方を選択する。

なお、同図において、 e_{fd} は G_1 の界磁電圧、 i_G は G_1 の電機子電流である。なお、本章の解析対象モデル系統では、 i_G は TL_{GS} の電流に等しい。 i_{SB} は TL_{SB} の電流である。また、 PS_{GS} 、 PS_{SB} は電力検出器、 P_w は SVC 制御回路の入力信号、 SW_1 は SVC 制御回路入力信号の切り換えスイッチ、 X_{GS} 、 X_{SB} はそれぞれは TL_{GS} 、 TL_{SB} の正相リアクタンス、 R_{GS} 、 R_{SB} はそれぞれ TL_{GS} 、 TL_{SB} の抵抗である。

5. 2. 2 基礎方程式

基礎方程式を(1)交流系統の基礎方程式と(2) SVC の基礎方程式に分けて説明する。

表 5. 1 に本章で使用する変数と定数の記号を一括して示している。

表 5. 1 使用変数，定数記号一覧表

〔発電所〕

発電機

| | | |
|------------------|---|------|
| G_1 | : 発電機 | |
| B_{GEN} | : 発電所用母線 | |
| ϕ_d, ϕ_q | : 発電機の電機子鎖交磁束数の d 軸および q 軸成分 | (pu) |
| ϕ_{fd} | : 発電機の界磁鎖交磁束数 | (pu) |
| i_G | : 発電機の電機子電流 | (pu) |
| i_d, i_q | : i_G の d 軸および q 軸成分 $\{i_G = (i_d, i_q)\}$ | (pu) |
| i_{fd} | : 発電機の界磁電流 | (pu) |
| \dot{V}_G | : 発電機の端子電圧 | (pu) |
| v_d, v_q | : \dot{V}_G の d 軸および q 軸成分 $\{\dot{V}_G = (v_d, v_q)\}$ | (pu) |
| v_G | : \dot{V}_G の大きさ (時間関数) ($v_G = \dot{V}_G $) | (pu) |
| e_{fd} | : 発電機の界磁電圧 | (pu) |
| | (無負荷時定格発電機電圧を発生する電圧を 1 pu とする) | |
| P_G | : 発電機出力 | (pu) |
| R_a | : 電機子抵抗 | (pu) |
| R_{fd} | : 発電機の界磁抵抗 | (pu) |

| | | |
|------------------|-------------------------------|------|
| X_d, X_q | : 発電機の d 軸および q 軸同期リアクタンス | (pu) |
| X_{ad}, X_{aq} | : 発電機の d 軸および q 軸電機子反作用リアクタンス | (pu) |
| X_{ffd} | : 発電機の界磁リアクタンス | (pu) |

AVR系

| | | |
|------------------|-----------------|------|
| K_A | : 発電機 AVR 系の利得 | |
| T_{A1}, T_{A2} | : 発電機 AVR 系の時定数 | (s) |
| V_{ref} | : 発電機端子電圧基準値 | (pu) |

回転運動系

| | | |
|------------|---|---------|
| M | : 発電機の慣性定数 | (s) |
| D | : 発電機の制動係数 | |
| T_M | : 発電機機械入力トルク | (pu) |
| T_e | : 発電機電気出力トルク | (pu) |
| θ | : 回転子の回転角 | (rad) |
| Θ | : 発電機の pu 回転角 ($\Theta = \theta / \omega_0$) | (pu) |
| δ_G | : 隣接交流系統 P S N を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とした G_1 の回転子位相差 | (rad) |
| ω | : pu 単位による発電機回転子角周波数 ($\omega = p \Theta$) | (pu) |
| ω_0 | : 定格角周波数 | (rad/s) |
| ω_d | : pu 単位による発電機回転子角周波数偏差 ($\omega_d = \omega - 1.0$) | (pu) |

[交流系統]

| | | |
|--------------------|---|------|
| CB_{SB}, CB_F | : 遮断器 | |
| PS_{GS}, PS_{SB} | : 電力検出器 | |
| TL_{GS} | : B_{GEN} と B_{SVC} を結ぶ送電線路 | |
| TL_{SB} | : B_{SVC} と B_{PSN} を結ぶ送電線路 | |
| I_{SB} | : TL_{SB} の電流 | (pu) |
| i_{SBd}, i_{SBq} | : I_{SB} の d 軸および q 軸成分 $\{I_{SB} = (i_{SBd}, i_{SBq})\}$ | |
| | (TL_{GS} の電流は発電機電機子電流 I_G に等しい) | (pu) |
| P_{GS} | : TL_{GS} より SVC 設置点に流入する有効電力 | (pu) |
| P_{SB} | : SVC 用母線 B_{SVC} より送電線路 TL_{SB} へ流出する有効電力 | (pu) |
| R_{GS}, R_{SB} | : TL_{GS}, TL_{SB} の抵抗 | (pu) |

| | | |
|------------------|--------------------------------|------|
| X_{GS}, X_{SB} | : TL_{GS}, TL_{SB} の正相リアクタンス | (pu) |
| G_F | : 外乱用負荷のコンダクタンス | (pu) |
| G_L | : B_{svc} に接続された負荷のコンダクタンス | (pu) |

[交流母系統]

| | | |
|------------------|----------------------------------|------|
| PSN | : 隣接交流系統 | |
| B_{PSN} | : PSN の母線 | |
| G_2 | : PSN を模擬する無限大容量発電機 | |
| \dot{V}_B | : B_{PSN} の電圧 | (pu) |
| V_{Bd}, V_{Bq} | : \dot{V}_B のd軸成分, q軸成分 (時間関数) | (pu) |
| V_B | : \dot{V}_B の大きさ | (pu) |
| X_3 | : TL_3, TL_4 のリアクタンス | (pu) |

[SVC]

| | | |
|--|----------------------------|--|
| B_{svc} | : SVC用母線 | |
| C_{svc} | : SVCのキャパシタ | |
| $L_{svc}, L_{svc1}, L_{svc2}$ | : SVCのリアクトル | |
| $Th_{svc1}, Th_{svc2}, Th_{svc11} \sim Th_{svc22}$ | : SVCのリアクトル電流を制御するサイリスタ | |

| | | |
|--------------------|--|------|
| T_{svc} | : SVCの変圧器 | |
| SW_1 | : SVC制御回路入力信号の切り換えスイッチ | |
| i_{SL1}, i_{SL2} | : SVCのリアクトル電流 | (pu) |
| i_{SL} | : T_{svc} の一次巻線電流 | (pu) |
| i_{svc} | : SVCの電流 | (pu) |
| \dot{V}_s | : B_{svc} の電圧 | (pu) |
| V_{sd}, V_{sq} | : \dot{V}_s のd軸成分, q軸成分 | (pu) |
| V_s | : \dot{V}_s の大きさ ($V_s = \dot{V}_s $) | (pu) |
| Q_{svc} | : SVCの供給無効電力(SVCが誘導性の場合に正) | (pu) |
| B_{sc} | : C_{svc} のサセプタンス | (pu) |
| X_{LSVC} | : $T_{svc}, Th_{svc1}, Th_{svc2}, L_{svc}$ で構成される回路の B_{svc} から見た等価リアクタンス | (pu) |
| $G_{PS}(s)$ | : b_{svc} の微小変化量 Δb_{svc} に対する P_w の微小変化量 ΔP_w の 応答伝達関数 | |

$G_{s1}(s), G_{s2}(s)$: b_{svc} の微小変化量 Δb_{svc} に対する P_{GS}, P_{SB} の
微小変化量 $\Delta P_{GS}, \Delta P_{SB}$ の応答伝達関数

| | | |
|--|--|------|
| P_w | : SVC 制御回路の入力信号 | (pu) |
| b_{s1} | : SVC 制御回路の中間変数 | |
| b_{svc} | : SVC の等価サセプタンス | (pu) |
| T_{PS} | : SVC 制御回路の一次遅れ要素の時定数 | (s) |
| T_{RS} | : SVC 制御回路の高域ろ波器の時定数 | (s) |
| K_{PS} | : SVC 制御回路の利得 | |
| $a_{1n0} \sim a_{1n4}$ | : 伝達関数 $G_{s1}(s)$ の分子の多項式の係数 | |
| $a_{1d0} \sim a_{1d4}$ | : 伝達関数 $G_{s1}(s)$ の分母の多項式の係数 | |
| $a_{2n0} \sim a_{2n4}$ | : 伝達関数 $G_{s2}(s)$ の分子の多項式の係数 | |
| $a_{2d0} \sim a_{2d4}$ | : 伝達関数 $G_{s2}(s)$ の分母の多項式の係数 | |
| $H(s)$ | : SVC 制御回路全体の伝達関数を K_{PS} で除した関数 | |
| $F_T(s)$ | : 解析対象モデル系統の一巡伝達関数 | |
| z_1, \bar{z}_1 | : 複素平面上の零点 (共役複素数) | |
| z_2, z_3 | : 複素平面上の零点 (2 実根) | |
| z_2^N, \bar{z}_2^N | : 運転状態の変化で 2 実根 z_2, z_3 が共役複素根になった後の根 | |
| $p_1, \bar{p}_1, p_2, \bar{p}_2$ | : 複素平面上の極 {制御対象の伝達関数 $G_{PS}(s)$ によるもの} | |
| p_3, p_4 | : 複素平面上の極 {SVC 制御回路の伝達関数 $H(s)$ によるもの} | |
| $s_1, \bar{s}_1, s_2, \bar{s}_2, s_3, s_4$ | : 解析対象モデル系統の根軌跡の根 | |

注. 各変数記号について, 脚符 0 を付けたものが定常値, 前に Δ を付けたものが微小変化量である。

(1) 交流系統に対する基礎方程式

[発電機]

発電機は第 3 章と同じく Park のモデルを用いることとする。ただし, 本章で扱うような 0.2 ~ 1 Hz 程度の周波数範囲の現象では, d, q 軸電機子鎖交磁束数の時間変化は小さく無視できる。また, 制動巻線回路が応答して現象に影響を与えることは少ないの

で，制動巻線回路の方程式は無視できる。よって，第3章の式（3．1）～（3．10）は，次のようになる。

電圧の式：

電機子回路

$$v_d = -R_a i_d - \phi_q p \Theta \quad (5.1)$$

$$v_q = -R_a i_q - \phi_d p \Theta \quad (5.2)$$

界磁回路

$$(R_{fd}/X_{ad}) e_{fd} = p \phi_{fd} + R_{fd} i_{fd} \quad (5.3)$$

鎖交磁束数の式：

電機子回路

$$\phi_d = X_{ad} i_{fd} - X_d i_d \quad (5.4)$$

$$\phi_q = -X_q i_q \quad (5.5)$$

界磁回路

$$\phi_{fd} = X_{ffd} i_{fd} - X_{ad} i_d \quad (5.6)$$

ここで， v_d ， v_q は \dot{V}_G のd，q軸成分， R_a は発電機の電機子抵抗， i_d ， i_q は \dot{I}_G のd，q軸成分， ϕ_d ， ϕ_q は発電機の電機子鎖交磁束数のd，q軸成分， Θ は発電機のpu回転角， R_{fd} は発電機の界磁抵抗， X_{ad} は発電機のd軸電機子反作用リアクタンス， ϕ_{fd} は発電機の界磁鎖交磁束数， i_{fd} は発電機の界磁電流， X_d ， X_q は発電機のd，q軸同期リアクタンス， X_{ffd} は発電機の界磁リアクタンスであり， $p=d/dt$ である。

〔発電機励磁系（AVR系）〕

AVR系は図5．2に示すように位相遅れ要素で表わす。同図において， v_G は発電機端子電圧 \dot{V}_G の大きさで

$$v_G = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (5.7)$$

である。図示のように， v_G と発電機端子電圧基準値 V_{ref} の差がAVR系に入力され，発

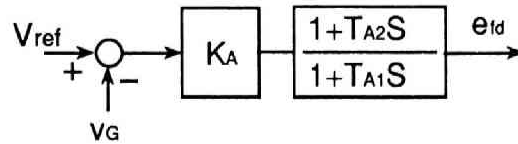


図 5.2 AVR系の伝達関数モデルブロック図

電機の界磁電圧 e_{fd} が出力される。AVR系の特性は第3章の場合と異なり，位相遅れ系で表わす。 T_{A1} ， T_{A2} はAVR系の時定数， K_A は利得である。同図より v_G と e_{fd} の関係は

$$T_{A1} p e_{fd} + K_A T_{A2} p v_G = K_A (V_{ref} - v_G) - e_{fd} \quad (5.8)$$

となる。

〔発電機回転運動方程式〕

発電機の回転運動方程式としては，第3章と同じく次式を用いる。

$$M p^2 \Theta + D p \Theta = T_M - T_e \quad (5.9)$$

ここで， Θ ， M ， D ， T_M ， T_e はそれぞれ発電機のpu回転角，慣性定数，制動係数，機械入力トルク，電気出力トルクであり， T_e は次式で与えられる。

$$T_e = \phi_d i_q - \phi_q i_d \quad (5.10)$$

〔送電線路系〕

送電線路 TL_{GS} ， TL_{SB} については，第3章の式(3.16)，(3.17)を参考に以下のような方程式で表わす。

$$v_d - v_{sd} = R_{GS} i_d - X_{GS} i_q \quad (5.11)$$

$$v_q - v_{sq} = X_{GS} i_d + R_{GS} i_q \quad (5.12)$$

$$v_{sd} - v_{Bd} = R_{SB} i_{sBd} - X_{SB} i_{sBq} \quad (5.13)$$

$$V_{Sq} - V_{Bq} = X_{SB} i_{SBd} + R_{SB} i_{SBq} \quad (5.14)$$

ここで、 V_{Sd} 、 V_{Sq} は \dot{V}_S の d 、 q 軸成分、 V_{Bd} 、 V_{Bq} は \dot{V}_B の d 、 q 軸成分、 i_{SBd} 、 i_{SBq} は \dot{i}_{SB} の d 、 q 軸成分である。また、(5.11)～(5.14)は系統の電力動揺のような比較的ゆっくりした現象では、 i_d 、 i_q の微分値が小さいので、方程式(3.16)、(3.17)における電流微分項を省略し、また、発電機 G_1 が隣接の大規模系統と連係している時は、発電機の pu 回転角 Θ の微分すなわち発電機の回転角周波数は定格値から大きく変化しないので、 $p\Theta$ は常に1.0 pu であると近似して導出している。

〔隣接交流系統〕

隣接交流系統 $P-S-N$ は、周波数と電圧が一定の電圧源、すなわち固定子が基準回転速度で回転する無限大容量発電機 G_2 で模擬している。 G_2 の回転子位相を基準とした G_1 の回転子位相差を δ_G とすると、 B_{PSN} の電圧 \dot{V}_B は、(d 、 q)座標によって図5.3のように表わすことができる。隣接交流系統の角周波数は定格角周波数で常に一定であるが、発電機の回転子変動するので、 δ_G は時間により変化する。しかし、 \dot{V}_B の大きさ $|\dot{V}_B| = V_B$ は常に一定である。また、 V_{Bd} 、 V_{Bq} は

$$V_{Bd} = V_B \sin \delta_G \quad (5.15)$$

$$V_{Bq} = V_B \cos \delta_G \quad (5.16)$$

となる。

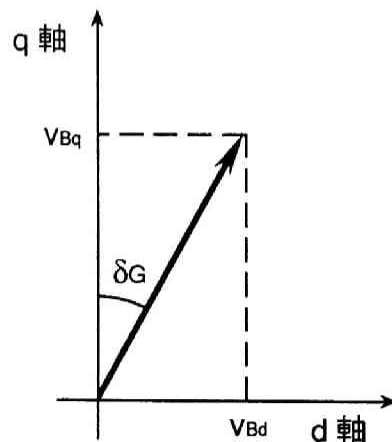


図5.3 隣接交流系統用母線電圧

(2) 静止型無効電力補償装置 (SVC) に対する基礎方程式

SVCは図5. 1の説明で述べたように、制御回路により、系統から見たそのサセプタンス b_{svc} を変化させるものである。 b_{svc} の値は理論の展開上、変則的ではあるが、無効電力を消費するような要素、すなわち誘導性の場合を正とした。すなわち、表5. 1に示した変数記号を用いれば b_{svc} は

$$b_{svc} = 1 / x_{Lsvc} - B_{sc} \quad (5. 17)$$

と表わされる。ここで、 x_{Lsvc} は T_{svc} , T_{hsvc1} , T_{hsvc2} , L_{svc} で構成される回路の B_{svc} から見た等価リアクタンス, B_{sc} は C_{svc} のサセプタンスである。

本章では b_{svc} を時間の関数と考えた伝達関数モデルを用いることにする。図5. 4にそのブロック図を示す。図において、 P_w は SVC の入力となる電力信号、 b_{s1} は SVC 制御回路の中間変数である。SVC の伝達関数モデルブロックは、利得 K_{ps} と SVC 制御回路全体の伝達関数を K_{ps} で除した関数 $H(s)$ で構成されている。 $H(s)$ は2個の要素すなわち高域ろ波器と一次遅れ要素で構成されている。すなわち

$$H(s) = \{ T_{rs} s / (1 + T_{rs} s) \} \{ 1 / (1 + T_{ps} s) \} \quad (5. 18)$$

ここで T_{rs} , T_{ps} はそれぞれ SVC 制御回路の高域ろ波器と一次遅れ要素要素の時定数である。

また $H(s)$ の構成は発電機の AVR 系に導入して電力系統を安定化する系統安定化装置 (PSS) の構成を参考にして決定した⁽⁷²⁾。既述したように SVC は、図5. 1に示した T_{hsvc1} , T_{hsvc2} の点弧位相を制御して、 P_w により b_{svc} を変化させるものである

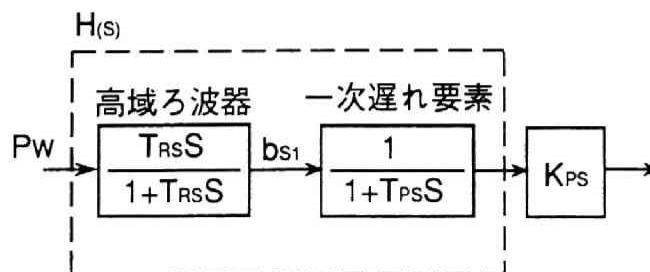


図5.4 SVCの伝達関数モデルブロック図

が、点弧位相制御回路の応答は速く、本章で扱う現象に関しては瞬時に応答するものと近似できるので、その伝達関数は省略している。高域ろ波器は P_w の変化分を検出するブロックである。 P_w が一定の場合は、その値に無関係に、高域ろ波器の出力 b_{s1} は0である。従って、SVCは電力系統に動揺が生じた時のみその動揺を抑制するように働き、定常状態では電力系統に影響を与えることはない。また、一次遅れ要素は電力動揺に対してSVCをどのような速度で変化させるか調整するものである。なおこの制御回路の設計法すなわち、 T_{RS} 、 T_{PS} 、 K_{PS} をどのように設定すべきであるかは次節で説明する。

次に、図5.4より、SVCの制御回路の特性は次のように表現できる。

$$T_{RS} p b_{s1} - T_{RS} p P_w = -b_{s1} \quad (5.19)$$

$$T_{PS} p b_{svc} = K_{PS} b_{s1} - b_{svc} \quad (5.20)$$

また、 b_{svc} を用いて B_{svc} における送電線路電流と母線電圧の関係を表わすと

$$i_{sbd} - i_d = -G_L v_{sd} - b_{svc} v_{sq} \quad (5.21)$$

$$i_{sbq} - i_q = b_{svc} v_{sd} - G_L v_{sq} \quad (5.22)$$

となる。厳密には、 B_{PSN} の電圧 \dot{V}_s の d, q 軸成分 v_{sd} 、 v_{sq} の時間微分項 $(b_{svc}/\omega_0) p v_{sd}$ 、 $(b_{svc}/\omega_0) p v_{sq}$ が必要であるが、式(5.11)～(5.14)に関連して既に説明したように電力動揺というゆっくりした現象に関しては、時間微分項の値は小さいので無視した。

SVC制御回路の入力信号 P_w としては、図5.1の P_{GS} 、または P_{SB} のどちらかを用いる。この電力を表わす方程式はそれぞれ次のようになる。

$$P_{GS} = v_{sd} i_d + v_{sq} i_q \quad (5.23)$$

$$P_{SB} = v_{sd} i_{sbd} + v_{sq} i_{sbq} \quad (5.24)$$

以上が解析対象モデル系統を対する基礎方程式である。

5. 2. 3 微小変化量に関する基礎方程式と制御回路設計法

前項において、解析対象モデル系統に対する基礎方程式が導出されたので、それらから微小変化量に関する線形方程式を導いて制御回路の設計を行う。第3章の解析では与えられたモデル系統が自励振動を生じるかどうか判別することが目的であったので、モデル系統全体を表わす基礎微分方程式より固有値を求め、その内、実部が最も大きいもの（代表根）のみを吟味し、代表根の実部の正負で自励振動判別を行った。

しかし、本章で検討する電力系統の安定化のためのSVCの制御回路の設計においては1個の固有値も複素平面上の望ましくない位置にあってはいけいないので、すべての固有値の複素平面上での配置を把握することのできる根軌跡による方法を用いる。同法は、解析対象モデル系統を、制御部分（SVCの制御回路及びSVC本体部分）と制御により安定化する部分（電力系統、すなわちSVCを除くモデル系統全体で、以後制御対象と呼ぶ）に分割し、かつ制御対象の特性をSVCからの入力（ここでは、SVCのサセプタンス）に対するフィードバックに用いる制御対象の出力信号（ここでは電力系統の送電有効電力）の応答を示す伝達関数で表わすと共に、その極と零点の位置を検討してSVCの制御回路の伝達関数の時定数を決め、さらに、SVCを加えた場合の特性方程式のすべての根の軌跡を吟味して、SVCの制御回路の利得を決めるというものである。本章ではこれを根軌跡法と呼ぶこととする。以下その手法について説明する。

（1） 基礎方程式と制御対象の伝達関数の導出

本章で扱う解析対象モデル系統（図5. 1参照）はSVCとそれ以外の電力系統全体とに2分することができる。それぞれの特性を伝達関数で表わした場合、モデル系統全体の特性は図5. 5のように表わすことができる。同図において、 P_w はSVC制御回路の入力信号で、電力系統の送電有効電力を検出して同入力としている。 K_{PS} はSVC制御回路の利得、 $H(s)$ はSVC制御回路全体の伝達関数を K_{PS} で除した関数で、 $K_{PS}H(s)$ は、SVC制御回路全体の伝達関数、すなわち P_w の微小変化量 ΔP_w に対して b_{SVC} の微

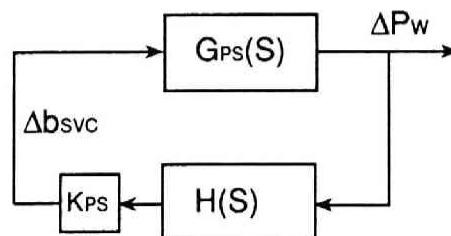


図5.5 解析対象モデル系統の伝達関数モデルブロック図

小変化量 Δb_{svc} がどのように変化するかを与えるものである。 $G_{ps}(s)$ は電力系統の特性を表わす伝達関数で、 Δb_{svc} に対して ΔP_w がどのように変化するかを与えるものである。

次に、 $G_{ps}(s)$ は前項で述べた基礎方程式から各変数の微小変化量に関する基礎方程式を導き、その方程式を整理して、対象としている変数、すなわち Δb_{svc} と ΔP_w だけの関係式を導出することにより得られる。ここで Δb_{svc} は既に定義したが、 ΔP_w はまだ定義していない。SVCの実運用を想定した場合、その制御回路の入力信号 P_w としてSVCの設置点から離れた送電線路の送電有効電力信号を用いると、その信号を設置点まで伝送する通信手段が必要となり得策でない。そこで、SVCの設置点で検出できる電力を用いることとし、 ΔP_w の候補として、図5.1の P_{GS} の微小変化量 ΔP_{GS} と P_{SB} の微小変化量 ΔP_{SB} を選び、 Δb_{svc} と ΔP_{GS} および ΔP_{SB} の伝達関数をそれぞれ導出する。

まず、式(5.1)～(5.16)及び(5.21)～(5.24)より、微小変化量に関する線形方程式を求め、かつ変数を整理すると、14個の変数、それぞれ e_{fd} , i_{fd} , ω_d , δ_G , P_{GS} , P_{SB} , v_d , v_q , v_{sd} , v_{sq} , i_d , i_q , i_{sbd} , i_{sbq} の微小変化量 Δe_{fd} , Δi_{fd} , $\Delta \omega_d$, $\Delta \delta_G$, ΔP_{GS} , ΔP_{SB} , Δv_d , Δv_q , Δv_{sd} , Δv_{sq} , Δi_d , Δi_q , Δi_{sbd} , Δi_{sbq} について次のようになる。(付録5.1参照)

$$[A_s][\Delta x] = [b]\Delta b_{svc} \quad (5.25)$$

ここで、 ω_d は新たに加えられた変数でpu単位による発電機回転子角周波数偏差である。また、 $[A_s]$, $[\Delta x]$, $[b]$ はそれぞれ14行14列の微分演算子 p を含む係数行列、14行1列の変数ベクトル、14行1列の定数ベクトルで、その各要素は以下のようになる。

$$\left. \begin{aligned} a_{s1,11} &= X_{ad}p, & a_{s1,2} &= -(X_{ffd}p + R_{fd}), & a_{s1,1} &= R_{fd}/X_{ad} \\ a_{s2,7} &= K_A(T_{A2} + 1)(v_{d0}/v_{G0}), & a_{s2,8} &= K_A(T_{A2} + 1)(v_{q0}/v_{G0}) \\ a_{s2,1} &= T_{A1}p + 1 \\ a_{s3,3} &= -1.0, & a_{s3,4} &= (1/\omega_0)p \\ a_{s4,11} &= -(\phi_{q0} + X_d i_{q0}), & a_{s4,12} &= \phi_{d0} + X_q i_{d0}, \\ a_{s4,3} &= Mp + D, & a_{s4,2} &= i_{q0}X_{ad} \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}
a_{55.9} &= i_{d0}, & a_{55.10} &= i_{q0}, & a_{55.11} &= v_{sd0}, \\
a_{55.12} &= v_{sq0}, & a_{55.5} &= -1.0 \\
a_{56.9} &= i_{sBd0}, & a_{56.10} &= i_{sBq0}, & a_{56.13} &= v_{sd0}, \\
a_{56.14} &= v_{sq0}, & a_{56.8} &= -1.0 \\
a_{57.9} &= -(G_L/v_{sq0}), & a_{57.10} &= -(b_{svco}/v_{sq0}), & a_{57.11} &= (1.0/v_{sq0}) \\
a_{57.13} &= -(1.0/v_{sq0}) \\
a_{58.9} &= (b_{svco}/v_{sd0}), & a_{58.10} &= -(G_L/v_{sd0}), & a_{58.12} &= (1.0/v_{sd0}) \\
a_{58.14} &= -(1.0/v_{sd0}) \\
a_{59.7} &= 1.0, & a_{59.11} &= R_a, & a_{59.12} &= -X_q \\
a_{510.8} &= 1.0, & a_{510.11} &= X_a, & a_{510.12} &= R_a, & a_{510.2} &= -X_{ad} \\
a_{511.7} &= 1.0, & a_{511.9} &= -1.0, & a_{511.11} &= -R_{Gs}, & a_{511.12} &= X_{Gs} \\
a_{512.8} &= 1.0, & a_{512.10} &= -1.0, & a_{512.11} &= -X_{Gs}, & a_{512.12} &= -R_{Gs} \\
a_{513.9} &= 1.0, & a_{513.13} &= -R_{sB}, & a_{513.14} &= X_{sB}, & a_{513.4} &= -V_B \cos \delta_{G0} \\
a_{514.10} &= 1.0, & a_{514.13} &= -X_{sB}, & a_{514.14} &= -R_{sB}, \\
a_{514.4} &= V_B \sin \delta_{G0}
\end{aligned}$$

上記以外の要素：0

(5.26)

$$\begin{aligned}
[\Delta x] &= [\Delta e_{fd}, \Delta i_{fd}, \Delta \omega_d, \Delta \delta_G, \Delta P_{Gs}, \Delta P_{sB}, \Delta v_d, \Delta v_q, \\
&\quad \Delta v_{sd}, \Delta v_{sq}, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_{sBd}, \Delta i_{sBq},]^t
\end{aligned}$$

(5.27)

$$[b] = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^t$$

(5.28)

式(5.25)を解いて Δb_{svc} に対する ΔP_{Gs} , ΔP_{sB} の応答伝達関数 $G_{s1}(s)$, $G_{s2}(s)$ を求めると

$$\Delta P_{Gs} = G_{s1}(s) \Delta b_{svc} \quad (5.29)$$

$$\Delta P_{sB} = G_{s2}(s) \Delta b_{svc} \quad (5.30)$$

を得る。ここで、 $G_{s1}(s)$ 、 $G_{s2}(s)$ はラプラス変換の演算子 s に関する有理分数関数で分母分子とも 4 次の多項式となっている。

$$G_{s1}(s) = \frac{(a_{1n4}s^4 + a_{1n3}s^3 + a_{1n2}s^2 + a_{1n1}s + a_{1n0})}{(a_{1d4}s^4 + a_{1d3}s^3 + a_{1d2}s^2 + a_{1d1}s + a_{1d0})} \quad (5.31)$$

$$G_{s2}(s) = \frac{(a_{2n4}s^4 + a_{2n3}s^3 + a_{2n2}s^2 + a_{2n1}s + a_{2n0})}{(a_{2d4}s^4 + a_{2d3}s^3 + a_{2d2}s^2 + a_{2d1}s + a_{2d0})} \quad (5.32)$$

式 (5.25) から $G_{s1}(s)$ 、 $G_{s2}(s)$ を導出する手順についても付録 5.1 に示している。なお、導出の過程で微分演算子 p はラプラス変換の演算子 s に置換えられている。

(2) 制御対象の伝達関数の吟味

SVC の入力信号として ΔP_{GS} 、 ΔP_{SB} のどちらを選択するか決定するため、制御対象伝達関数の吟味をする。既述したように図 5.5 の ΔP_w として ΔP_{GS} を選択した場合、 $G_{PS}(s)$ は $G_{s1}(s)$ となり、 ΔP_{SB} を選択した場合は、 $G_{s2}(s)$ となる。

伝達関数 $G_{s1}(s)$ 、 $G_{s2}(s)$ は s に関してそれぞれ 4 個の極と 4 個の零点を持っている。伝達関数の基礎となっている方程式 (5.25) の係数は式 (5.26) に示しているが、例えば $a_{s2.7}$ の V_{Gd0} のように検討している運転状態における変数の定常値が含まれているので、運転状態が変化すれば変化し、伝達関数の極、零点の値も変化することとなる。解析対象モデル系統が図 5.5 のようなブロック図で表わされた場合、制御理論によれば、その動特性は次の特性方程式

$$1 + K_{PS} G_{PS}(s) H(s) = 0 \quad (5.33)$$

に基づいて決定されることが知られてる。従って、 $G_{PS}(s)$ が変化すれば、モデル系統の特性も変化する。このためある運転状態における $G_{PS}(s)$ だけを用いて K_{PS} 、 $H(s)$ を設計すると運転状態の変化で、モデル系統全体の特性が悪化する可能性もある。この問題を解決する手段としては、運転状態の変化による $G_{PS}(s)$ の変化に合わせて K_{PS} 、 $H(s)$ も変化させる適応制御という方法もあるが、そのためには、SVC の制御回路の特性を常に変化させる必要があり、複雑な回路を必要とする。そこで、SVC の制御回路は変化させず、 $G_{PS}(s)$ として、運転状態により特性の変化の少ないものを選択し、想定される運転状態の範囲では、(5.33) で示す特性が安定な範囲に留まるように K_{PS} 、

$H(s)$ を設計することとする。そこで、 Δb_{SVC} に対する ΔP_{GS} の伝達関数 $G_{S1}(s)$, と Δb_{SVC} に対する ΔP_{SB} の伝達関数 $G_{S2}(s)$ の運転状態による極と零点の変化を吟味し、 ΔP_{GS} 、 ΔP_{SB} の内、伝達関数の特性変動の小さい方を SVC 制御回路の入力信号 ΔP_w として選択する。

(3) SVC 制御回路の設計方法

SVC 制御回路の入力信号 ΔP_w として、 ΔP_{GS} 、 ΔP_{SB} のどちらが適しているかが決れば、それに従って伝達関数も $G_{S1}(s)$ か $G_{S2}(s)$ のどちらかに決るので、根軌跡の理論^{(74) (75)} を応用し、その伝達関数の極と零点の複素平面上の位置から、SVC 制御回路の時定数を設定することができる。

根軌跡とは、特性方程式 (5.33) で、SVC 制御回路の利得 K_{PS} を変化させた時の複素平面上での根の軌跡のことであるが、これは解析対象モデル系統の一巡伝達関数 $F_T(s)$

$$F_T(s) = G_{PS}(s) H(s) \quad (5.34)$$

の極と零点の位置によりある程度推定できる。(付録5.2参照) $F_T(s)$ の極と零点の内、 $G_{PS}(s)$ によるものは、制御対象によって決る。一方、 $H(s)$ は式 (5.18) からわかるように、 $s = -1/T_{RS}$ と $-1/T_{PS}$ という2つの極と、 $s = 0$ という1つの零点を持っている。SVC の制御回路の設計とは、時定数 T_{RS} と T_{PS} を設定すること、すなわち複素平面上でそれらに対応する極と零点をどのように配置するか決定することである。

図5.6は、定性的に、 $G_{PS}(s)$ の極と零点、 $H(s)$ の極と零点を複素平面上に示したものである。同図において、 $p_1, \bar{p}_1, p_2, \bar{p}_2$ が $G_{PS}(s)$ の極、 z_1, \bar{z}_1, z_2, z_3 が $G_{PS}(s)$ の零点である。また、 p_3, p_4 が $H(s)$ の極、 z_4 が $H(s)$ の零点で、それぞれ式 (5.18) からわかるように、 p_3 が $s = -1/T_{RS}$ 、 p_4 が $s = -1/T_{PS}$ 、 z_4 が $s = 0$ の点に位置している。なお、 $\bar{p}_1, \bar{p}_2, \bar{z}_1$ はそれぞれ p_1, p_2, z_1 の共役複素数であり、 p_1, p_2, z_1 の動きを見れば、共役複素数の動きも推定されるので、以後の検討では、複素平面上の実軸の上半面の極と零点の動きを示すこととする。共役複素数についても、本来 p_1, \bar{p}_1 と記述すべきであるが、記述を簡潔にするため、上半面の複素数 p_1 で代表させることとする。

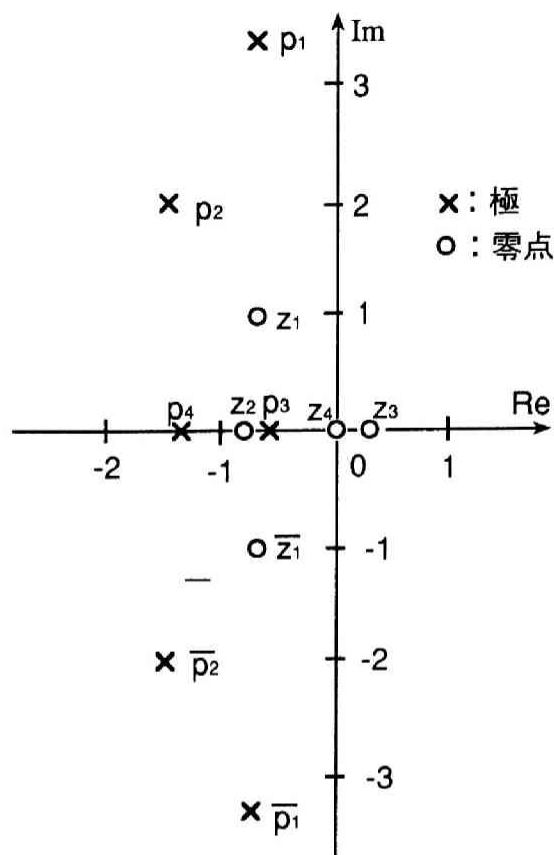


図 5.6 一巡伝達関数の極と零点

次に，解析対象モデル系統が安定であるためには特性方程式の根 s がすべて図 5. 6 の複素平面の左平面にあり， $\text{Re}(s) < 0$ となる必要があり，さらに， $|\text{Re}(s)|$ ができるだけ大きくなることが望ましいとされている。従って，利得 K_{PS} を 0 から増加させていった時，特性方程式の根がすべて虚軸の左側に存在する状態になるように $H(s)$ の極と零点の配置を決めればよい。具体的には，図 5. 6 に示す $G_{PS}(s)$ の極と零点の位置を検討し，どこに $H(s)$ の極と零点を配置したらよいか，根軌跡を推定しながら決定する。この時，一巡伝達関数の極から出発し，零点または無限大点に向かう等の根軌跡の性質を利用にする^{(74) (75)}。

(4) 計算手順

本章の基礎方程式は解析的に解けないので，計算機による数値解法によって解析する。計算と根軌跡法を用いる SVC 制御回路の設計方法の手順を図 5. 7 のフローチャートに示している。すなわち，

①では，解析対象モデル系統の諸定数， X_d ， X_q ， X_{ad} ， X_{fd} ， R_a ， R_{fd} ， M ， D ，

$K_A, T_{A1}, T_{A2}, X_{GS}, X_{SB}, R_{GS}, R_{SB}, G_L, T_{RS}, T_{PS}, K_{PS}$ 及び、検討する運転状態における $V_{G0}, V_{S0}, V_B, P_{GS0}, P_{SB0}$ を設定する。

②では、設定した数値を元に電力系統の潮流計算を行い、検討する運転状態における各変数の定常値を求める。

③では、①の諸定数及び、②で求めた定常値を用いて、微小変化量に関する基礎方程式(5.25)の係数(5.26)の値を計算する。

④では、③で求めた係数を用いて式(5.25)より、 $G_{s1}(s), G_{s2}(s)$ を求め、その運転状態における極と零点の複素平面上の位置を計算する。

ここで、検討すべき運転状態がまだあるか判定し、まだある場合は次の運転状態について①～④を繰り返す。本章の検討では、 P_{SB0} の値を変化させたいいくつかの運転状態を検討しているので、 P_{SB0} の値を次の運転状態の値に設定して①に戻る。検討すべきすべての運転状態がなくなれば、⑤に進む。

⑤では、①～④の検討で得られたいくつかの運転状態における $G_{s1}(s)$ と $P G_{s2}(s)$ それぞれの極と零点の位置を比較し、SVC制御回路の入力信号として P_{GS}, P_{SB} のいずれかを選択する。

⑥では、選択された入力信号に対応する伝達関数 $G_{s1}(s)$ または、 $G_{s2}(s)$ を用いて、標準的な運転状態(本章のモデル系統では、 $P_{SB}=0$ の状態)での極及び零点の位置から、SVC制御回路の時定数 T_{RS}, T_{PS} を設定し、その条件で、根軌跡を求めてSVC制御回路の利得 K_{PS} の設定を行う。 K_{PS} を変化させても根が適切な位置に設定されない時は、 T_{RS}, T_{PS} の設定を変更して根軌跡を求め適正な時定数と利得の設定を行う。

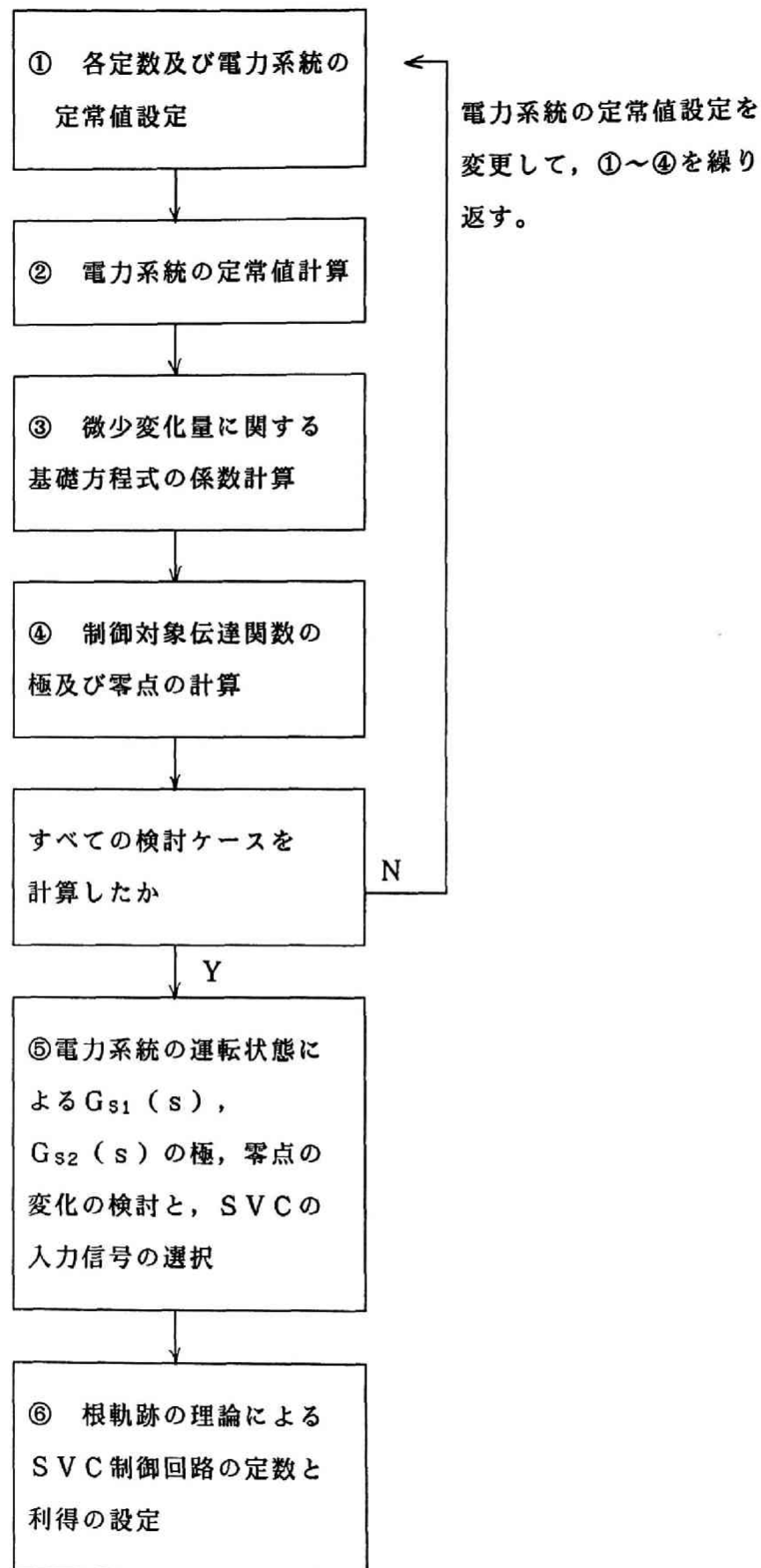


図 5. 7 計算手順

5.3 根軌跡法によるSVC制御回路の設計

本節においては、前節で説明した設計方法を用いて、解析対象モデル系統のSVCの具体的な設計を行う。

5.3.1 解析対象モデル系統の数値条件

表5.2に解析対象モデル系統の諸定数及び初期運転状態における変数の値を示す。同表の値は後述するシミュレータ実験で用いた系統の定数を想定している。単位は、発電機定格容量4kVAを基準とした単位法を用いている。

表5.2 解析対象モデル系統の諸定数

(pu値表示, 基準定格電力4KVA, 定格線間電圧実効値220V,
定格周波数60Hz)

[発電所]

発電機

$$X_d = 0.867, X_q = 0.608, X_{ad} = 0.667$$

$$X_{fd} = 0.925, R_a = 0.055, R_{fd} = 0.0013$$

AVR系

$$K_A = 50.6, T_{A1} = 0.35(s), T_{A2} = 6.74(s)$$

回転運動系

$$M = 8.6(s), D = 1.0$$

[交流系統]

$$X_{GS} = 0.52, X_{SB} = 0.98, R_{GS} = 0.05, R_{SB} = 0.09$$

$$G_L = 0.78$$

[SVC]

$$T_{RS} = 2.58(s), T_{PS} = 1.70(s), K_{PS} = 14.7 \text{ (最終設計値)}$$

[初期運転状態における変数の値]

$$V_{G0} = V_{S0} = V_B = 0.95, P_{GS0} = 0.7, P_{SB0} = -0.2 \sim 0.7$$

5. 3. 2 制御対象伝達関数の特性

設計に先立ち、制御対象伝達関数の特性について吟味する。制御対象の伝達関数は、SVCのサセプタンスの微小変化に対する電力系統の所定の送電線路の有効送電電力の応答特性を表わしたものである。これはSVCを除く電力系統に微小外乱を与えた時の応答特性、すなわちSVCのない電力系統の動特性を表わしていると考えることができる。もし、伝達関数の極の中に実部が正である極が1つでもあればその電力系統運転状態は不安定と判断できる。

まず、図5. 8に、解析対象モデル系統の数値条件を用いて計算した $G_{s1}(s)$ の極、零点の電力系統の運転状態による変化を示す。同図においては、極は2組の共役複素数 p_1, p_2 、零点は1組の共役複素数 z_1 と2個の実数 z_2, z_3 となっている。運転状態を、 P_{GS} の定常値 P_{GS0} は 0.7pu で一定とし、 P_{SB} の定常値 P_{SB0} を -0.2pu から 0.7pu まで変化させた。この変化による極と零点の移動を曲線で示し、パラメータとした P_{SB0} の値を記

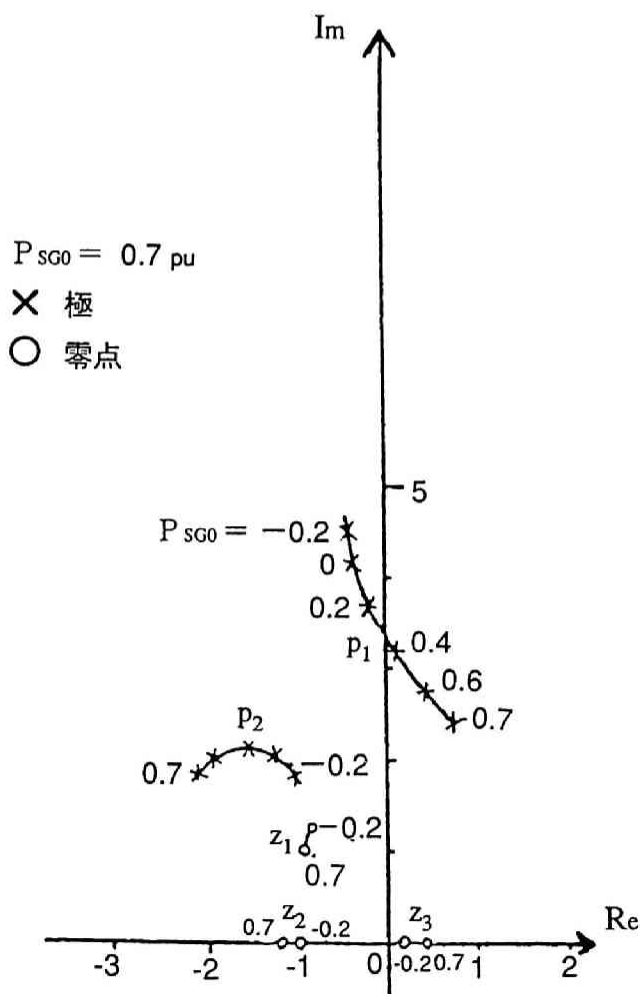


図5. 8 運転状態による $G_{s1}(s)$ の極、零点の変化

入している。運転状態は、 B_{svc} に接続された負荷のコンダクタンス G_L を調整して変化させた。すなわち、 $P_{GS0}=0.7pu$ 、 $P_{SB0}=-0.2pu$ という状態は、 G_L により消費される負荷電力が $0.9pu$ で、その内、 $0.7pu$ は TL_{GS} から供給を受け、 $0.2pu$ は TL_{SB} から供給を受けている状態であり、また、 $P_{GS0}=0.7pu$ 、 $P_{SB0}=0.7pu$ という状態は G_L により消費される負荷電力が $0pu$ で、 TL_{GS} より B_{svc} に流入した電力がそのまま TL_{SB} に流出している状態である。同図より、 P_{SB0} が小さい時は、極 p_1 、 p_2 ともに複素平面の左半面にあるが、 P_{SB0} が $0.4pu$ より大きくなると、極 p_1 が右半面に移動し、制御対象、すなわち電力系統が不安定になることがわかる。本項の冒頭で説明したようにここでいう制御対象伝達関数とは $SV C$ のない電力系統の動特性を表わしており、同系統では TL_{SB} に流出する電力 $P_{SB} < 0.4pu$ にして置かないと、運転状態が不安定になることを示している。

次に、図5.9には、 $G_{s2}(s)$ の極と零点の運転状態による変化を示すが、同図の各

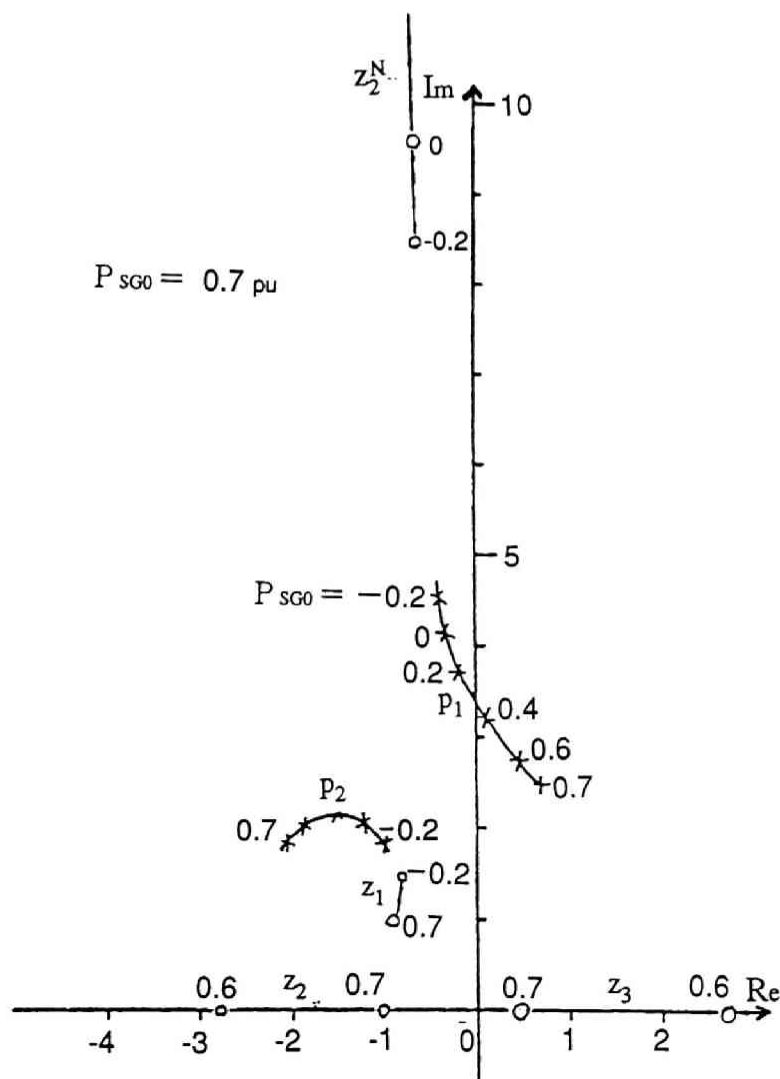


図5.9 運転状態による $G_{s2}(s)$ の極、零点の変化

記号は図5. 8と同じである。同図において、極 p_1 、 p_2 の変化は $G_{s1}(s)$ の場合と同じである。極 p_1 、 p_2 はこの電力系統の固有特性を表わすものであり、運転状態が同じであれば、 $G_{s1}(s)$ 、 $G_{s2}(s)$ ともに同じ極を持つのは当然である。また、 $G_{s2}(s)$ の零点 z_1 は殆ど変化しないが、 z_2 、 z_3 は大きく変化し、一度無限大になり、その後は、1組の共役複素数の零点 z_2^* 、 z_3^* となる。このことから、零点 z_2 、 z_3 の変化は $G_{s2}(s)$ の方が大きく、 $G_{s2}(s)$ の特性は運転状態により $G_{s1}(s)$ のそれに比べて大きく変化することがわかる。

以上にかんがみて5. 2. 2項(2)で述べた理由から、制御対象の伝達関数は運転状態により変化しないことが望ましいので、SVCの制御回路の入力信号としては、 $G_{s1}(s)$ に対応する P_{GS} を用いることにする。

5. 3. 3 SVC制御回路の設計

図5. 8に示した $G_{s1}(s)$ の極と零点の配置から、SVC制御回路の伝達関数 $H(s)$ が図5. 4のような高域ろ波器と一次遅れ要素で構成されている場合、根軌跡の性質から、 $H(s)$ の極は複素平面の原点 O と零点 z_2 の間に設定すれば極 p_1 を根軌跡の始点とする根 s_1 が安定側へ移動することが推定される⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁵⁾。零点 z_2 はほぼ、 $(-1, 0)$ の所にある。 $H(s)$ の極は、SVC制御回路の高域ろ波器の時定数 T_{RS} 、一次遅れ要素の時定数 T_{PS} の逆数の符号を変えたものであるので、それが、 -1 と 0 の間ということは T_{RS} 、 T_{PS} を1秒以上に設定するということになる。一方、後述するように T_{RS} 、 T_{PS} を大きく設定すると、 $H(s)$ の極が 0 に近付き、その極に対応する根が系統全体の安定度を悪化させるので、無制限に大きく設定することはできない。また、詳しい説明は省略するが、制御回路の設計の経験から、 $T_{RS} > T_{PS}$ と設定することが普通である。また、任意の定数を設定することも可能であるが、通常は利用可能な回路素子定数で容易に設定できる定数が選ばれる。

そこで、以上述べた点を考慮して $T_{RS}=2.58$ s、 $T_{PS}=1.7$ sとし、運転状態を $P_{GS0}=0.7$ pu、 $P_{SB0}=0$ puとして、SVC制御回路の利得 K_{PS} を変化させて得られた根軌跡を図5. 10に示す。特性方程式(5. 33)の $K_{PS}=0$ の時の根は、式(5. 34)の一巡伝達関数 $F_T(s)$ の極の位置にあり、 K_{PS} を変化させると位置が移動する。同図において、 s_1 は $F_T(s)$ の極 p_1 より出発する根、 s_2 は極 p_2 より出発する根、 s_3 は極 p_3 を出発する根、 s_4 は極 p_4 を出発する根を示す。 K_{PS} は 0 から 96.0 まで変化させ、それぞれの値の時の根の位置を \times \circ \triangle \square 等の記号で示している。なお、前述したように同図

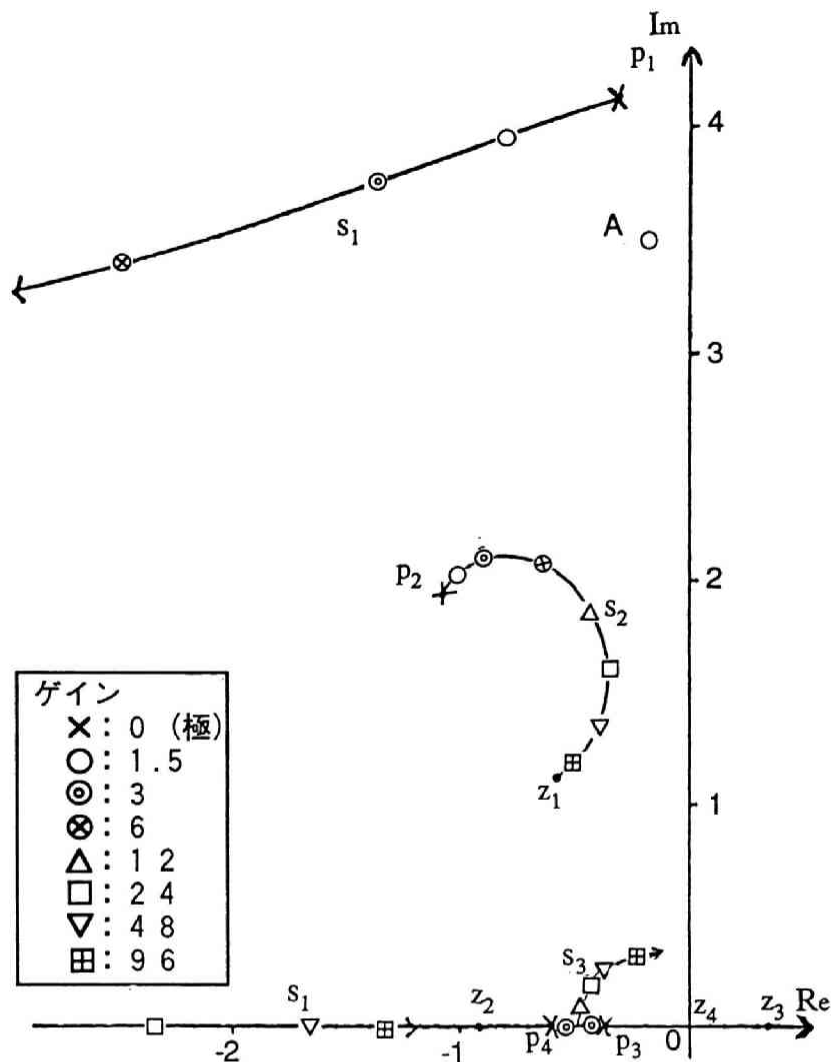


図5. 10 SVC補償時の根軌跡 ($T_{RS}=2.58\text{ s}$, $T_{PS}=1.70\text{ s}$)

には示さなかったが、根としては極 p_1 , p_2 の共役複素数 $\bar{p}_1 \bar{p}_2$ を出発する根 \bar{s}_1 , \bar{s}_2 があり、合計6根である。さて、図5. 10からわかるように、 K_{PS} を大きくすると系統全体の安定度を左右する代表根 s_1 , \bar{s}_1 は実部の絶対値が大きくなり、かつ虚部が0に近付いて実軸上で一致し、遂には2実根となる。このことから、設定したSVC制御回路の時定数 T_{RS} , T_{PS} の値は妥当なものであり、系統安定度に効果があることが確認できた。なお、根 s_1 についていえば、 K_{PS} は大きければ大きいほど、安定方向に向かうが、一方根 s_2 の動きを見ると、 K_{PS} の変化に応じて右旋回で零点 z_1 に近付き、また $K_{PS}=24.0$ の時最も虚軸に近付くが、安定度上には、特に支障を及ぼさない。根 s_3 , s_4 は K_{PS} の変化に応じて、実軸上で互いに近付き2重根となった後、共役複素根 s_3 , \bar{s}_3 となる。この内、複素平面の上半分を移動する s_3 は、 K_{PS} が増加すると右方、すなわち不安定方向に進み、

s_1 に替って系統全体の安定度を左右するので、 K_{PS} は余り大きくできない。なお、同図を見ると、 $K_{PS}=12.0$ 程度が s_3 の位置も余り虚軸に近付いておらず他の根の位置も左方にあるので、適切なものであると考えられる。そこで、利用できる回路素子定数によって実現可能な K_{PS} の内、最も $K_{PS}=12.0$ に近い $K_{PS}=14.7$ を最終設計値とする。

5. 3. 4 SVC制御回路の時定数の影響

ここではSVC制御回路の時定数を変化させた時の根軌跡の変化を調べる。図5. 1 1, 図5. 1 2に一次遅れ要素の時定数 T_{PS} を図5. 1 0の場合の1/2, 1/4にした時の根軌跡を示す。図5. 1 1の例では $T_{PS}=0.85$ sとしているが、図5. 1 0の場合と比べて根軌跡はあまり変わっていない。一方、図5. 1 2の例では $T_{PS}=0.425$ sとしているが、この場合は根軌跡が大きく異なり、 s_1 は左方ではなく下方に大きく移動しており、また、 s_2 は左旋回で零点 z_1 に向かっていく。従って、この場合は、代表根 s_1 が左方に向かわず、虚軸の近くに留まっているので、この時定数設定ではシステムの安定度が悪いことがわかる。

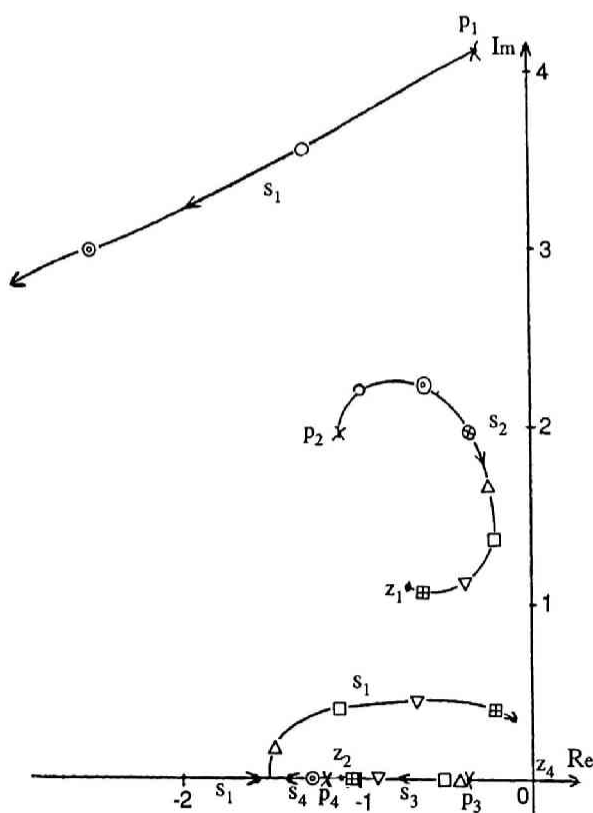


図5. 1 1 SVC補償時の根軌跡
($T_{RS}=2.58$ s, $T_{PS}=0.85$ s)

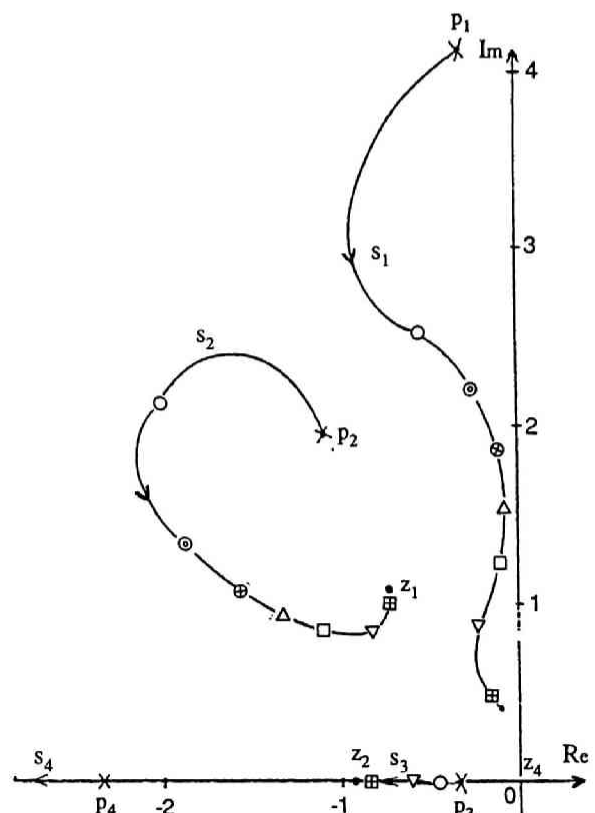


図5. 1 2 SVC補償時の根軌跡
($T_{RS}=2.58$ s, $T_{PS}=0.425$ s)

図5.13は高域ろ波器の時定数 T_{RS} を図5.10の設定の4倍の10.3sにした場合であり、図5.10の場合に比べて極 p_3 の位置が右方に移動している。高域ろ波器は直流分及び低周波成分を遮断するものであり、その時定数を大きくするという事は、低周波数成分までも通過させることを意味している。しかし、同図から明らかなように、根軌跡は図5.10の場合に比べあまり大きく変化していない。ただし、この高域ろ波器による極 p_3 ($-1/T_{RS}$) が原点に近くなるので、それに関連する根 s_3 も原点に近くなり、減衰が悪くなることがあるので、注意しなければならない。

なお、図5.10～12の根軌跡の推定方法については付録5.2で述べている。

5.3.5 重負荷時の制御回路

次に、運転状態を $P_{GS0}=0.9\text{pu}$ 、 $P_{SB0}=0\text{pu}$ とした時の根軌跡と制御回路の利得、時定数の設定について検討する。なお、この状態は発電機 G_1 及び送電線路 TL_{GS} によって、図5.10の場合に比べて重負荷となっている。図5.14はその場合の根軌跡を示

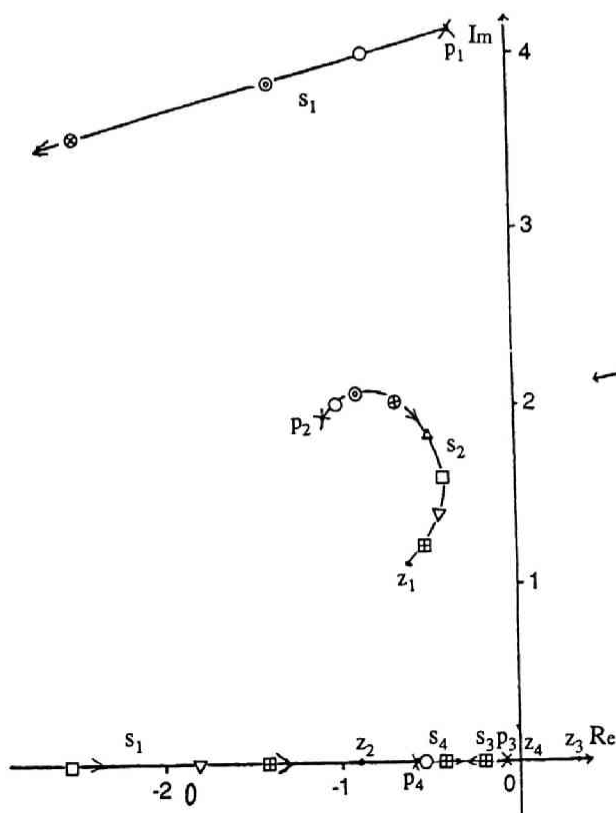


図5.13 SVC補償時の根軌跡
($T_{RS}=10.3\text{ s}$, $T_{RS}=1.70\text{ s}$)

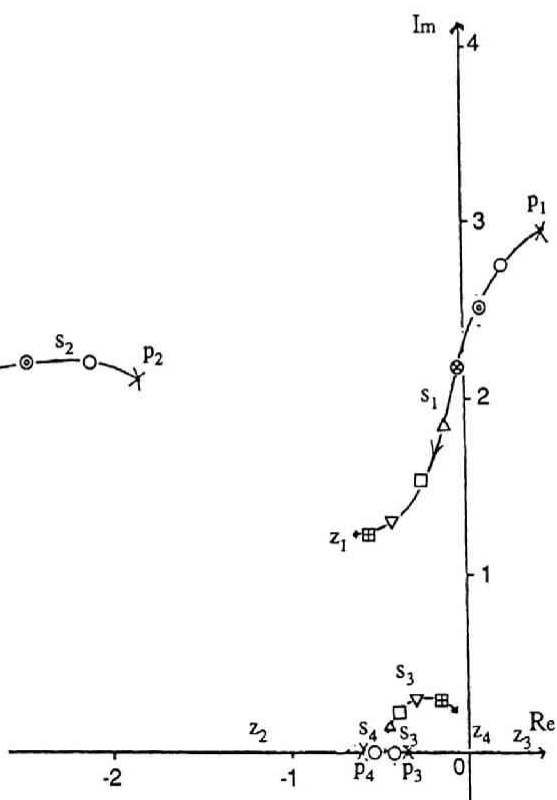


図5.14 SVC補償時の根軌跡
(重負荷時, $P_{GS0}=0.9\text{pu}$, $P_{SB0}=0.0\text{pu}$)
($T_{RS}=2.58\text{ s}$, $T_{RS}=1.70\text{ s}$)

すものである。なお、同図では、SVCの制御回路は図5.10におけると同じものを設定としており、極、零点、根の記号も同じである。 $K_{PS}=0$ の根、すなわち極の配置を見ると極 p_1 が複素平面の虚軸の右側にある。従って、SVCによる安定化を行わない場合、この運転状態は不安定で存在できないことがわかる。そこで K_{PS} を増加させて根軌跡を見ると、極 p_1 を出た根 s_1 は左方に向い虚軸の左側に移動し、すべての根が複素平面の左半面に位置する状態が実現され、SVCにより不安定な電力系統を安定にできることがわかる。ただし、 K_{PS} をあまり増加させると、根 s_3 が右方に移動して、虚軸の右側になり、系統が再び不安定になる可能性がある。同図の例では、 K_{PS} は、12.0～24.0程度が適当である。なお、同図の根軌跡では、図5.10の場合と異なり、根 s_1 は零点 z_1 に向かい、根 s_2 が2実根になっている。

以上述べたように根軌跡による制御回路の設計方法は複素平面上の根の配置により系統特性の変化を容易に把握でき、SVC制御回路設計の有力な方法であることが判明した。

本節で検討したところにより、次節以降ではSVCの制御回路の定数は、 $T_{RS}=2.58\text{ s}$ 、 $T_{PS}=1.70\text{ s}$ 、 $K_{PS}=14.7$ として検討を進める。

5.4 根軌跡法により設計したSVCの系統安定化に対する有効性の数値解析による検討

前節において述べたように、根軌跡法によりSVCの制御回路を設計したが、これが実際に系統の安定化に有効であるかどうか検討するため、本節では、図5.1に示した解析対象モデル系統の詳細な数値解析を行う。

5.4.1 解析方法

根軌跡法では系統がどの程度安定か、動揺はどの程度の時間内で収まるかというような点については、ある程度推定できるが、電圧に関する安定問題、すなわち電力系統に外乱が生じた場合、実際の電圧がどう変化するのか、付加したSVC制御回路により電圧変化が大きくなり過電圧が生じることはないか、などというような点に関しては、動特性に関する詳細な数値解析によって検討を行う必要がある。

そこで、SVCの系統安定化に対する有効性を検討するため、従来汎用されている電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラム（付録5.3参照）にその特性が式（5.19）、（5.20）で表わされるSVCモデルを加味して解析を行う。比較の対象として、SVCのない場合も解析するが、その場合、SVCが補償しているのと同量の無効電力を静止キャパシタで補償しないと、所定の運転状態が得られない。そこで、以後こ

の場合を静止キャパシタ補償の場合と呼ぶ。この場合は送電線路の電力が変化しても、SVC用母線 B_{svc} における並列サセブタンスは変化しない。なお、外乱は負荷短時間投入であり、図5.1において、 CB_F を $t=0.5\text{ s}$ から 1.0 s まで投入し、 B_{svc} に接続されている負荷のコンダクタンス G_L を外乱用負荷のコンダクタンス $G_F=0.1\text{ pu}$ だけ一時的に増加させて発生させた。

5.4.2 静止キャパシタ補償の場合の数値解析結果

図5.15に、静止キャパシタにより無効電力を補償し、 $P_{GS0}=0.7\text{ pu}$ 、 $P_{SB0}=0\text{ pu}$ とした場合の、発電機 G_1 の出力 P_G 、隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機 G_2 の

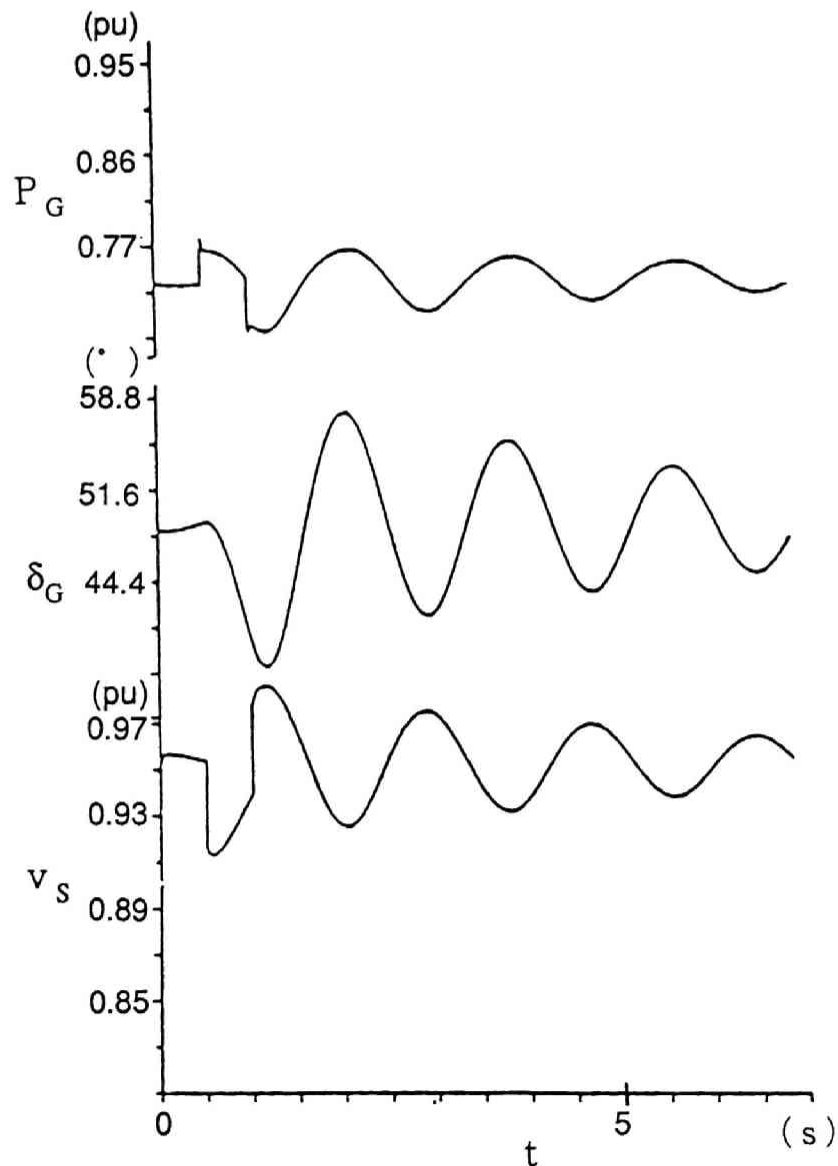


図5.15 負荷短時間投入時の電力系統の過渡応答
(静止キャパシタ補償)

回転子位相を基準とした G_1 の回転子位相差 δ_G 、SVC用母線 B_{SVC} の電圧 V_s の大きさ v_s の外乱に対する過渡応答を示している。これは制御回路の利得 $K_{PS}=0$ としたSVCを設置した場合と考えることもできる。なお、 δ_G の単位は本来radであるが、定量的理解を容易にするため、60分法で表示している。外乱用負荷 G_F が投入され B_{SVC} で消費される電力が増加すると、それを送電線路 TL_{GS} 、 TL_{SB} を介して供給する必要があるが、解析対象モデル系統の場合は、 TL_{GS} からの供給が多く、 G_F 投入中 P_G は大きく上昇している。また、 P_G が増加し回転子が減速されるので、 δ_G は小さくなる。 v_s は5%程度低下している。

次に、 G_F が除去されると、 P_G は低下するが、 G_F 投入前の値に戻るのではなく、それよりも小さな値になっている。これは、 G_F 除去時の P_G は δ_G で決定されるが、 G_F 投入中に δ_G が投入前の値より小さくなったためであると考えられる。 δ_G は G_F 除去後も動揺し続け、静止キャパシタ補償の場合の解析対象モデル系統の減衰特性が悪いことを示している。 v_s は G_F 除去時に急上昇しているが、これは、 δ_G が小さくなり、 P_{GS} が小さくなったために、 TL_{GS} のインピーダンスによる電圧降下が小さくなるので、 v_s が上昇したものと考えられる。なお、 δ_G の動揺波形から代表根を推定すると $0.21 + j3.5$ となる。なお、この根は図5.10のAの位置にあり、しかもAは極 p_1 に近く、極 p_1 に対応する根 s_1 が系統の特性を決める代表根であることが確認できた。

5.4.3 SVC補償の場合の数値解析結果

前項の静止キャパシタ補償時と同じく、 $P_{GS0}=0.7pu$ 、 $P_{SB0}=0pu$ とした場合について、SVC($T_{RS}=2.58s$ 、 $T_{PS}=1.70s$ 、 $K_{PS}=14.7$)を導入した場合の、SVCの供給無効電力 Q_{SVC} 、及び前項と同じ P_G 、 δ_G 、 v_s の過渡応答を図5.16に示している。同図からわかるように、外乱用負荷 G_F を投入すると Q_{SVC} は増加している。これは、図5.4において、SVC制御回路の入力信号 P_w (本項の場合は P_{GS})が G_F 投入により上昇し、その結果、並列サセプタンス b_{SVC} も上昇し、 Q_{SVC} が上昇するからである。また、このため、 v_s が静止キャパシタ補償の場合より低下し、その結果として P_G の上昇が抑制され、 δ_G の低下もゆっくりしており、 G_F 除去後の δ_G の減衰特性も非常に良くなっている。よって、SVCの目的である系統の安定性の改善が十分達成されていることが確認され、系統安定化に対して有効であることが立証された。

なお、 δ_G 、 v_s について故障除去後、周期の長い小さな動揺が見られるが、これは図5.10の根 s_2 によるものと考えられる。このことは根軌跡による検討を行ったから考慮できた点であり、根軌跡による検討を行わず、外乱に対する過渡応答数値解析だけで設計

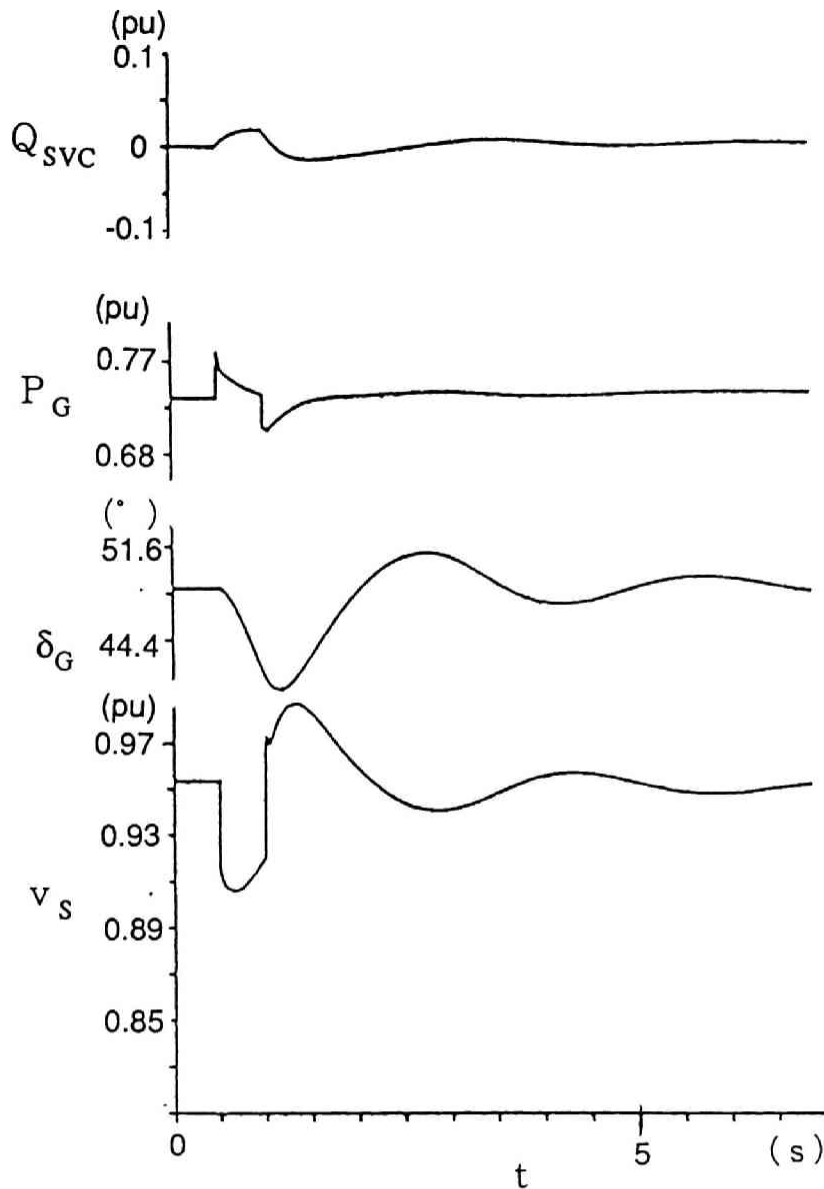


図 5.16 負荷短時間投入時の電力系統の過渡応答
(SVC補償)

を行えば、図 5.16 から非常に安定な特性が得られたように判断され、根 s_2 の影響は見過されてしまう。この点からも、全ての根の状況を総合的に把握できる根軌跡による設計方法は優れているといえる。また、 Q_{svc} の変動は $\pm 0.05\text{pu}$ 以下であり、この設計によれば系統安定化に必要な SVC の容量は送電電力に比べ小さくてよいことがわかる。これは、電圧を維持して電力系統の安定化を図る方法に比べて優れている⁽³¹⁾⁽³³⁾。

5.4.4 重負荷時の検討

図 5.17 は重負荷運転状態 ($P_{GSO}=0.9\text{pu}$, $P_{SBO}=0$) で、かつ静止キャパシタで無効電力補償をしている場合における、微小負荷短時間投入時の解析対象モデル系統の P_G , δ_G , V_s の過渡応答を数値解析した結果である。この場合には、応答の途中で、 P_G , V_s

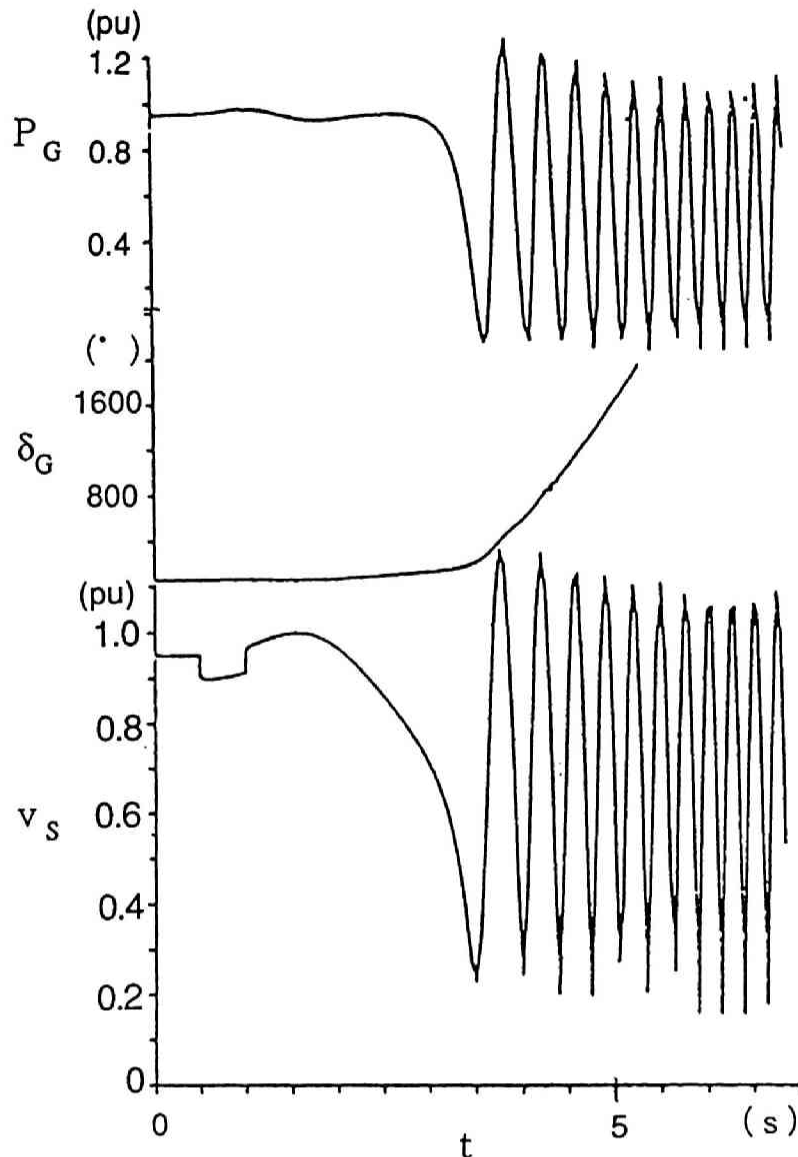


図5.17 負荷短時間投入時の電力系統の過渡応答
(重負荷時, 静止キャパシタ補償)

が振動状態になっている。これは、発電機が脱調状態に陥って不安定になっているものであり、図5.14の根軌跡に関連して述べたように、 $K_{PS}=0$ 、すなわち SVC による制御を行わない時の根 s_1 の位置が複素平面の右側の不安定側にあることと対応している。

図5.18は前図の場合と同じ重負荷状態であるが、SVCで無効電力補償をしている場合の結果である。同図からわかるように発電機は脱調に至ることはなく、系が安定であることを示している。これも、図5.14の根軌跡について、 K_{PS} を大きくすると、根 s_1 が不安定領域から安定領域に移動することに対応している。

以上によって前節で根軌跡法により設計された SVC の制御回路は所期の効果を上げていることが確認された。

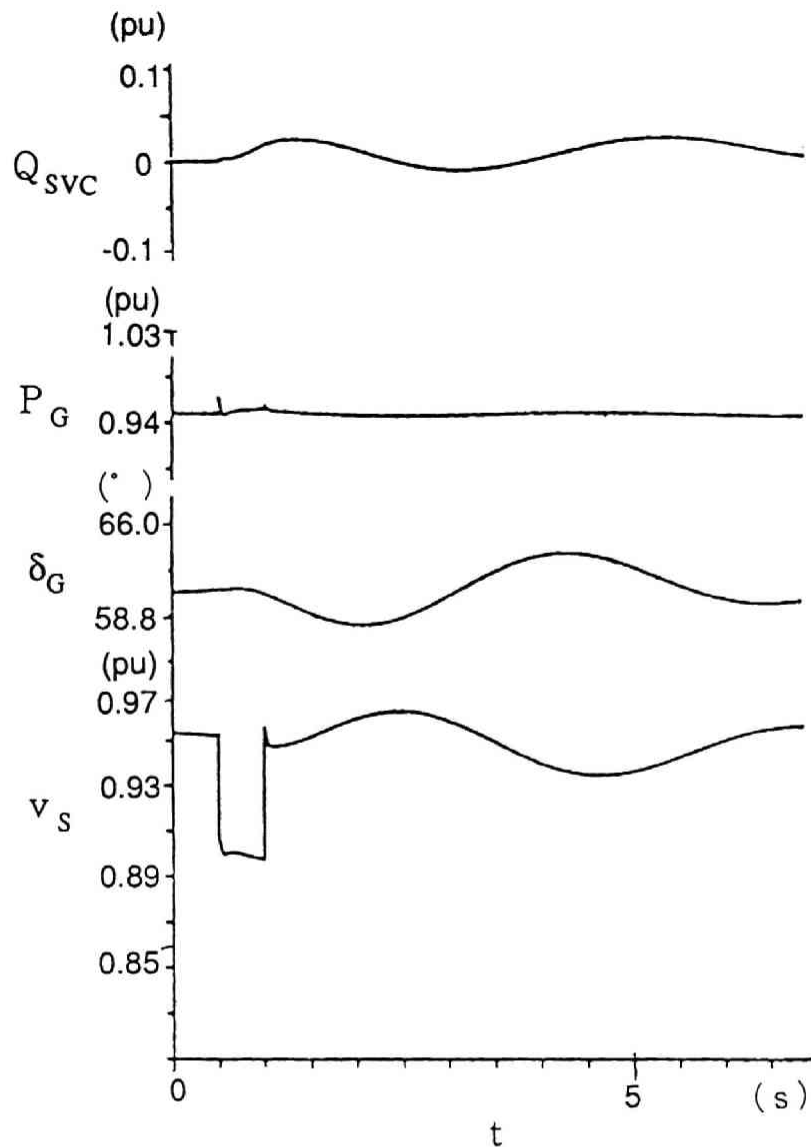


図 5.18 負荷短時間投入時の電力系統の過渡応答
(重負荷時, SVC補償)

5.5 SVCの系統安定化に対する有効性の電力系統シミュレータによる実験的検討

5.5.1 電力系統シミュレータ

前節では、計算機による数値解析で、SVCの系統安定化に対する有効性を理論的に検討した。しかしながら、SVCは新しい装置であり、その動作も十分検討されているとはいえない。特に、SVCには、サイリスタの点弧位相を決定し、かつ点弧信号を発生する回路などがあり、それらが非線形的動作をするので、系統の動揺が大きくなった場合とか、外乱が発生している状態でも、前節で用いた解析モデルで検討できるかどうか不明である。そこで、本節では、SVCの点弧回路、制御回路が実際の装置と同じで、リアク

トル、キャパシタ、サイリスタの定格だけが小さい図5.19に示した縮小モデル装置を電力系統シミュレータ（付録5.4参照）に接続して図5.1のモデル系統を構成した。

図5.19の縮小モデル装置は、高調波軽減対策として12相運転のできるものである。図5.1と同様、1相分で代表させているが、実際は3相回路である。同図において C_{svc} はSVCのキャパシタで進相無効電力を供給する。また、 $Th_{svc11} \sim Th_{svc22}$ はSVCのリアクトル電流を制御するサイリスタで、各相毎に逆並列に接続され、リアクトルに流れる電流を制御するスイッチ機能を果たしている。制御回路は入力信号 P_w に応じて、 $Th_{svc11} \sim Th_{svc22}$ に点弧信号を印加する。また、 L_{svc1}, L_{svc2} はSVCのリアクトル、 T_{svc} はSVCの変圧器であり、一次側がY結線、二次側が2つのY結線であるが、さらに Δ 結線の三次巻線をもっている。 i_{sL1}, i_{sL2} はそれぞれ L_{svc1}, L_{svc2} の電流、 i_{sL} は T_{svc} の一次巻線電流、 i_{svc} はSVCの電流である。なお、 T_{svc} の二次側の2つの巻線の間には、 i_{sL1}, i_{sL2} に含有される5, 7次高調波成分が互いに打ち消しあい、 i_{sL} には5次7次の高調波成分が含有されないようにするために、 30° の位相差を持たせてある。

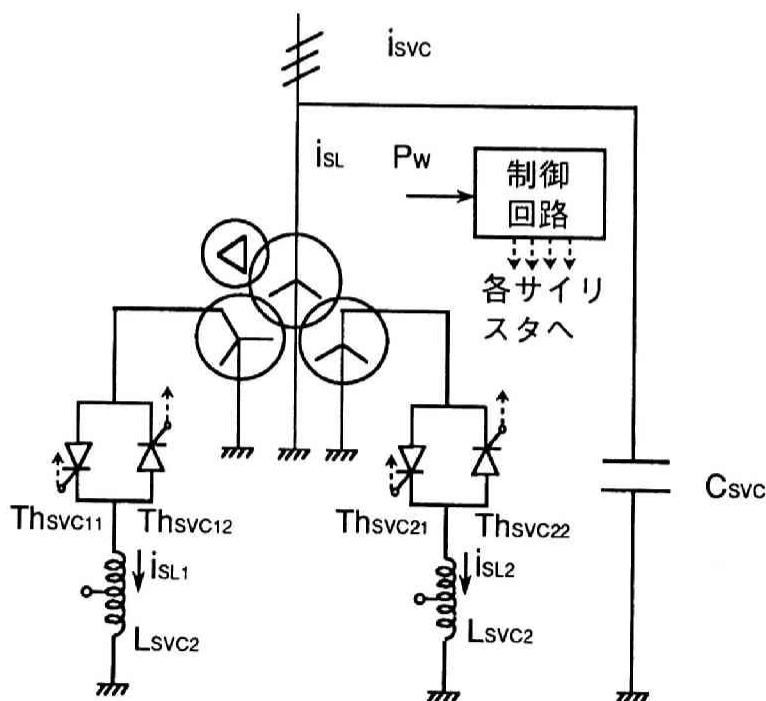


図5.19 実験に用いたSVC縮小モデル装置の構成

5.5.2 SVCの系統安定化に対する有効性の検討

図5.20は図5.15に対応する実験例で、静止キャパシタ補償を行い、 $P_{GS0}=0.7\text{pu}$ 、 $P_{SB0}=0\text{pu}$ で系統を運転し外乱を与えた場合の、発電機 G_1 の出力 P_G 、隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とした G_1 の回転子位相差 δ_G 、SVC用母線 B_{SVC} の電圧 \dot{V}_S の大きさ v_S の変化を示す。なお、外乱は5.4節の数値解析の場合と同様に、外乱用負荷のコンダクタンス $G_F=0.1\text{pu}$ を0.5s間系統に投入することにより与えている。ただし、記録の都合で、 v_S の正負は数値解析結果とは逆になっている。また、図5.20の実験結果は図5.15の数値解析結果とよく一致している。

次に、図5.21がSVC補償を行い、図5.20と同じ運転状態で同じ外乱を与えた場合の P_G 、 δ_G 、 v_S の過渡応答結果である。SVC制御回路の設定は $T_{RS}=2.58\text{s}$ 、 $T_{PS}=1.70\text{s}$ 、 $K_{PS}=14.7$ としている。外乱除去後の動揺収束の様子など数値解析結果とよく一致しており、SVCの系統安定化に対する有効性が電力系統シミュレータ実験でも証明された。

さらに5.4.4項におけると同様 $P_{GS0}=0.9\text{pu}$ 、 $P_{SB0}=0$ として、重負荷時の過渡応答についても検討した。本来、図5.17と同様重負荷状態を初期状態として設定し、負荷短時間投入により外乱を発生させて応答を調べるべきであるが、重負荷状態は不安定な状態であるので、図5.17の場合と同じ系統構成で発電機 G_1 の出力を調整して初期状

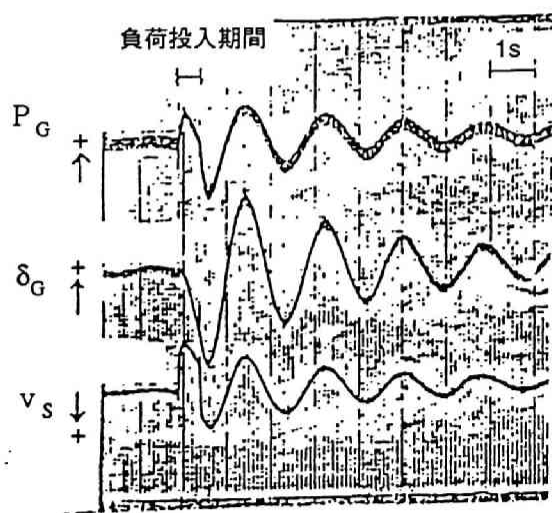


図5.20 負荷短時間投入に対する電力系統の過渡応答実験結果
(静止キャパシタ補償)

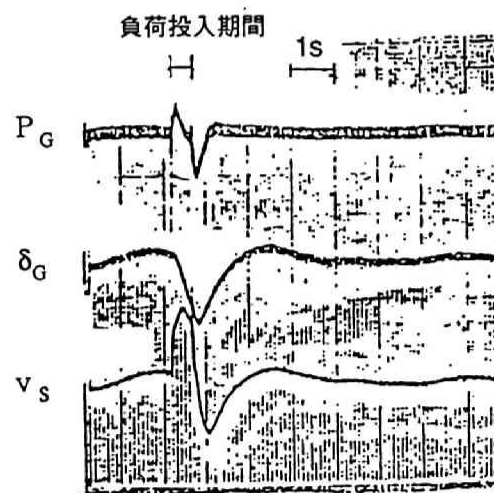


図5.21 負荷短時間投入に対する電力系統の過渡応答実験結果
(SVC補償)

態を設定しようとしても初期状態に至る前に電力系統の動揺が拡大し設定できない。そこで、以下の手順により重負荷状態の過渡応答を検討した。まず、図5.1において、遮断器 CB_{SB} を開放し G_1 のみで B_{SVC} の負荷 G_L に電力を供給している状態（ G_1 の系統と隣接交流系統 PSN が分離した状態）をつくる。その状態で CB_{SB} を同期投入することにより G_1 の系統と PSN を連係して図5.17の場合と同じ系統構成にする。この手順により図5.17と同じ系統構成で重負荷状態が設定できる。なお、この方法では CB_{SB} の同期投入時に微小な外乱が発生するので、負荷短時間投入は行わなくても過渡応答が検討できる。

図5.22に静止キャパシタ補償の場合の P_G 、 δ_G 、 v_s の実験結果を示す。連係時までは各変数とも一定のままで安定しているが、連係後動揺が拡大し、系統が不安定であることを示している。また、図5.23に SVC による補償を行った場合の実験結果を示す。 SVC 制御回路の設定値は図5.21の場合と同じである。この場合は、連係時に発生した動揺が減衰しており、系統が安定なことがわかる。

図5.22と図5.23の δ_G の動揺周期を比較すると、 SVC 補償を行った方が周期が長くなっている。これは図5.14において、 SVC の制御回路の利得 K_{PS} を大きくすると代表根 s_1 の位置が下方へ移動することに対応している。また、動揺の周期と減衰特性も s_1 の位置とよく対応している。

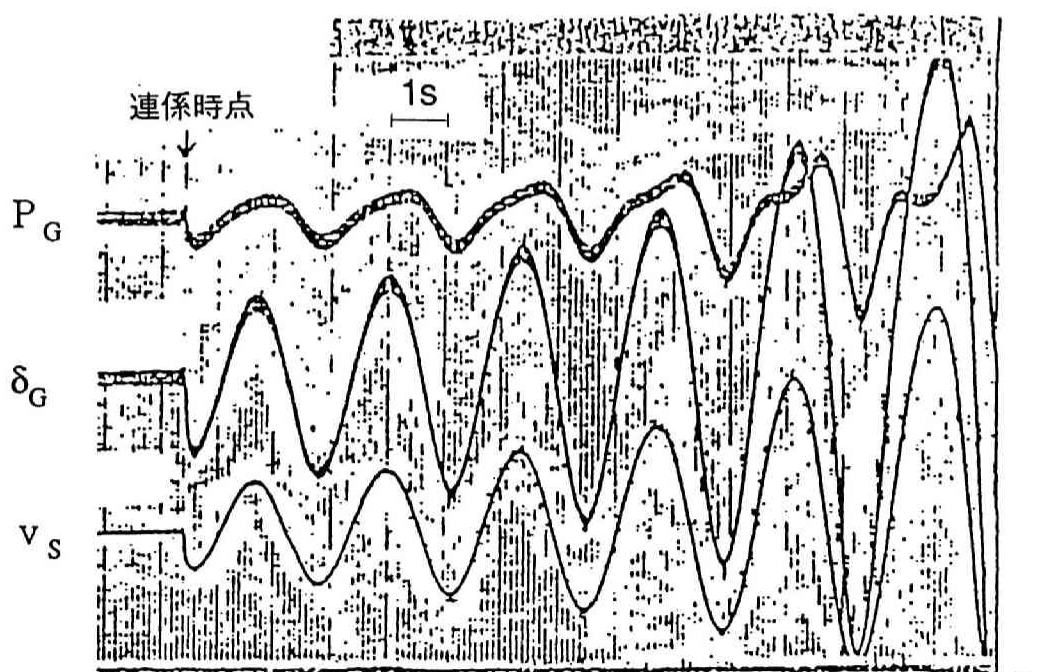


図5.22 重負荷時の電力系統の過渡応答実験結果（静止キャパシタ補償）

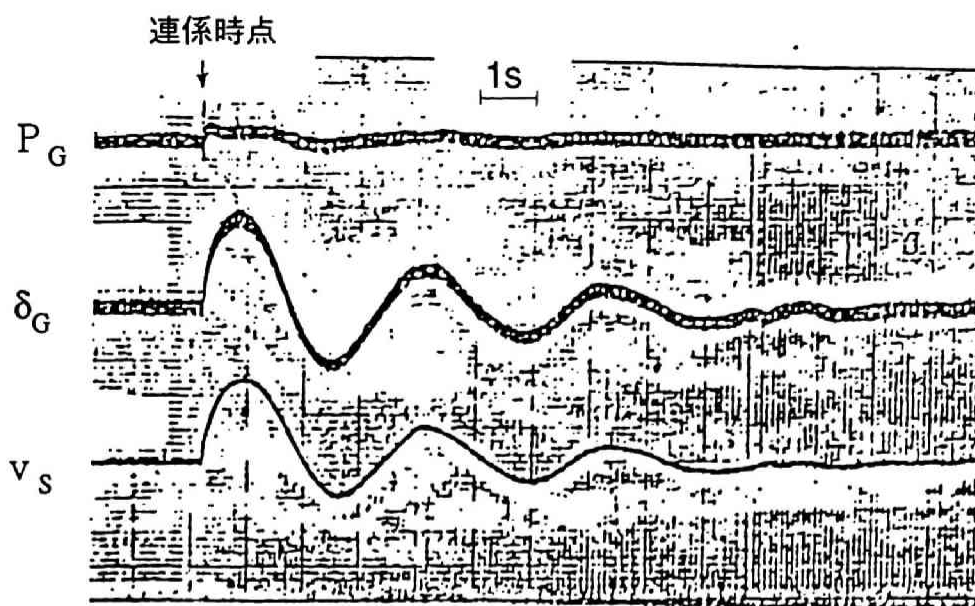


図 5.2 3 重負荷時の電力系統の過渡応答実験結果 (SVC 補償)

5. 6 結言

本章で得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) 本章で検討した現象は電力系統の電力動揺現象というほぼ $0.2 \sim 1$ Hz の周波数領域のゆっくりした現象であるので、第 3 章で導出した交流系統の基礎方程式から、発電機では、回転子の制動巻線回路による過渡項を省略し、また、送電線路の方程式も線路インダクタンス分、キャパシタンス分による過渡項を省略して交流系統の基礎方程式を導出した。この基礎方程式には非線形方程式が含まれているので、検討すべき運転状態近傍の微小変化量に対する線形方程式を導き、同方程式を整理して電力系統の特性を伝達関数の形で表現した。一方、SVC に関しては系統に並列接続されたサセプタンスが制御回路により時間遅れなく変化すると仮定し、電力系統の送電電力を入力とし、系統から SVC をみたサセプタンスを出力とした伝達関数で表した。それら 2 つの伝達関数より、SVC を電力系統に導入した場合の系統特性を表す特性方程式を導出した。
- (2) SVC を含まない電力系統の応答特性を表わす伝達関数の極と零点の位置、及び SVC を含めた解析対象モデル系統全体の特性方程式の根の SVC 制御回路の利得による変化 (根軌跡) により、電力系統の安定性を向上させるための SVC 制御回路の時定数や利得の設定法を提案し、解析対象モデル系統の定数を用いて実際に回路設計を行った。

(3) SVC制御回路の入力信号としては、発電機側からSVC設置地点に流入してくる電力と、SVC設置地点から隣接大規模交流系統へ流出する電力の2候補があったが、伝達関数の極と零点の位置の電力系統の運転状態による変化を吟味し、変化の少ない前者が適していることが判明した。

(4) 数値解析とSVCの縮小モデル装置を組合せた電力系統シミュレータによる実験により、SVCは電圧の不安定現象を発生することもなく、電力系統の安定性向上に対し効果があることを確認し、提案した設計法が有効であることを明らかにした。

(5) SVCは、電圧安定化が本来の目的であったが、制御系を改良し、系統の電力信号で補償無効電力を変化させることにより、系統の動態安定化にも効果があることを確かめた。また、重負荷時に不安定な系統状態を、SVCを導入することにより安定化できることが確認された。

第6章 交直並列送電系統における高速再連係方式

6.1 緒言

本章では本研究の最終の課題として、半導体電力変換装置を含む電力系統の諸問題の内、最も周波数の低い現象すなわち、ほぼ0.05～0.2Hzの周波数領域の現象について検討する。

交流系統において最も低い周波数領域の現象としては、例えば長大串型系統である日本の60Hz地域全体の系統の電力動揺などが挙げられるが、その動揺周波数は0.2～1Hz程度のものである。しかし、半導体電力装置、例えば直流送電系統を含む電力系統ではそれ以上に変化の緩やかな現象の解析が必要になる。

本章では交直並列送電系統において故障除去のために遮断された並列交流送電線路の再連係方式の開発に際して行った検討を通して、低周波領域の現象の解析手法について述べる。

遠隔地で発電された電力を2回線の送電線路で送電する場合、(1)交流2回線送電、(2)交直並列送電、(3)直流2回線送電の3方式がある。本章ではこの内、(2)の交直並列送電方式について検討する。同方式は、発電機と交流母系統が交流送電線路で結ばれるので発電機は交流母系統の周波数で回転することになり、直流送電系統が特別な周波数制御機能を持つ必要がないこと、発電機の起動時において、交流系統より電力を供給できるので、発電機が特別な起動用電源を持つ必要がないこと、直流送電系統で、交流系統安定化のための特別な制御を行うことにより、交流系統で送電できる電力が、通常の交流系統の場合より増加するというような長所がある。一方、並列交流送電線路が故障除去のため遮断されると、発電機と交流母系統が直流送電線路のみで接続され、交流系統として独立した2個の系統に分離してしまうという問題がある。系統分離状態では、発電機の周波数が変動すること、発電機と交流母系統を結ぶ送電線路が直流送電線路のみであるので送電電力が低下することなどの問題があるので、遮断された交流送電線路を速やかに再接続し、分離した系統を再連係する必要がある⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾。

しかし、この場合、次のような検討課題がある。

第1は再連係時の周波数偏差の問題である。再連係では2個の独立した交流系統を連係することになる。このような場合、連係時の擾乱発生を防ぐため、遮断器を両端の電圧位相差が0となった時に投入する、いわゆる同期投入が必要になる。しかし、たとえ位相差が0であっても、連係時の周波数偏差が大きいと、電力及び発電機回転子の位相差が動揺し、場合によっては発電機が脱調することがある。従来、発電機起動時に起動した発電機

を交流系統に併入する場合に用いられている同期投入では、投入後の動揺を小さくするため、両系統の周波数差を極力小さくして同期投入を行っている。しかし、本章で扱う再連係に上記した従来の同期投入方式を適用すると、発電機の周波数が交流送電線路遮断後一旦上昇し、その後発電機の調速装置の働きで従来の同期投入方式の条件が満足されるまでに数分間の時間を必要とするので、その間並列交流送電線路の遮断状態が続くことになる。電力系統の信頼度を維持するためには短時間の内に系統を故障前の状態に戻す必要がある。従って、従来の同期投入方式を適用することはできない。従って、再連係後発電機が脱調しない周波数偏差の範囲を求め、周波数偏差がその範囲にはいれば直ちに同期投入する新しい投入方式を開発する必要がある。

第2は再連係後の電力動揺の問題である。第1の課題で述べたように本再連係においては、両系統の周波数差がかなり大きい内に遮断器の投入を行うため、投入後系統にとって望ましくない大きな電力動揺を発生するので、その動揺を速やかに抑制する手段について検討する必要がある。

第3は遮断器の動作時間遅れによる再連係時の遮断器両端の電圧位相の誤差の問題である。周波数差が小さい場合には、両端の電圧の位相差は急速に変化しない。例えば、遮断器に投入信号が入力されてから実際に遮断器が投入されるまでの遅れ時間を 150ms とすると、周波数差が 0.01Hz であれば、投入位相誤差すなわち投入時の位相差は $0.003\pi = 0.54^\circ$ である。一方、周波数差が 1Hz であれば、 $0.3\pi = 54^\circ$ の位相差が発生することになり、再連係後の電力動揺の原因となる。従って、遮断器の動作遅れ時間があっても投入位相誤差の生じない投入方法について検討する必要がある。

しかし、交直並列送電は今までに例のない送電方式であり、また、上記の3課題に関して検討されていない。そこで、筆者は、従来、交流系統における故障による電力動揺の限界検討に用いられている等面積法⁽⁴⁾の基礎となっている回転運動方程式に、交直並列送電系統の条件を加味して、第1の課題を解決するための再連係可否判別式を導出した。さらに第2、第3の課題を解決する方式も加えて、交直並列送電系統における交流送電線路の再連係装置を開発した。以下本章の検討内容について概説する。

まず第1の課題に関し、解析対象モデル系統に関して同期投入後、発電機回転子の位相動揺が収まるか（この場合は再連係成功）、動揺が収束せず発電機の回転子が脱調状態になる（この場合は再連係が失敗したことになる）かどうかを判別する簡易再連係可否判別法を導出する。ただし、ここでは、議論の見通しをよくするため、並列交流送電線路のリアクタンス以外の系統インピーダンスを無視している。そして、シミュレーションによって判別法の妥当性を検証する。さらに、系統インピーダンスを考慮した簡易再連係可否判別法を導出し、解析対象モデル系統に適用して、再連係の条件を求めている。

次に、第2の課題である再連係後の電力動揺を抑制する手法、第3の課題である周波数偏差が大きい場合の遮断器投入方法について説明する。さらに、電力系統シミュレータ用の高速再連係装置(Fast Reclosing Controller: FRC)を開発試作し、電力系統シミュレータと組み合わせて行った実験結果を検討して本章で提案する再連係方式の有効性を確かめている。

6.2 簡易再連係可否判別法(1) : 並列交流送電線路のリアクタンス以外の系統インピーダンスを無視した場合

6.2.1 解析対象モデル系統

図6.1に解析対象モデル系統を示す。同モデル系統は、第2章で説明した図2.1と基本的には同一であるが、本章の解析に必要な装置を新たに明示している。追加部分について述べると、同図のPMは発電機 G_1 を駆動する原動機、GOVは G_1 のpu単位による発電機回転子角周波数 ω が一定になるようにPMの出力を調整する調速機、 CNT_{R1} は変換器Rec₁用の点弧制御回路、 CB_1 、 CB_2 は並列交流送電線路TL₅を遮断する遮断器である。 CNT_{R1} は平滑用リアクトル電流 i_{dc} 等の値を入力し、それに応じてRec₁の各サイリスタの点弧位相を制御する。Rec₂、Inv₁、Inv₂にもそれぞれ点弧制御回路があるが、図が煩雑になるので省略する。その他の部分は第2章と同一であるので、説明を省略する。なお、本章で使用した変数、定数、記号は表6.1で一括して説明する。

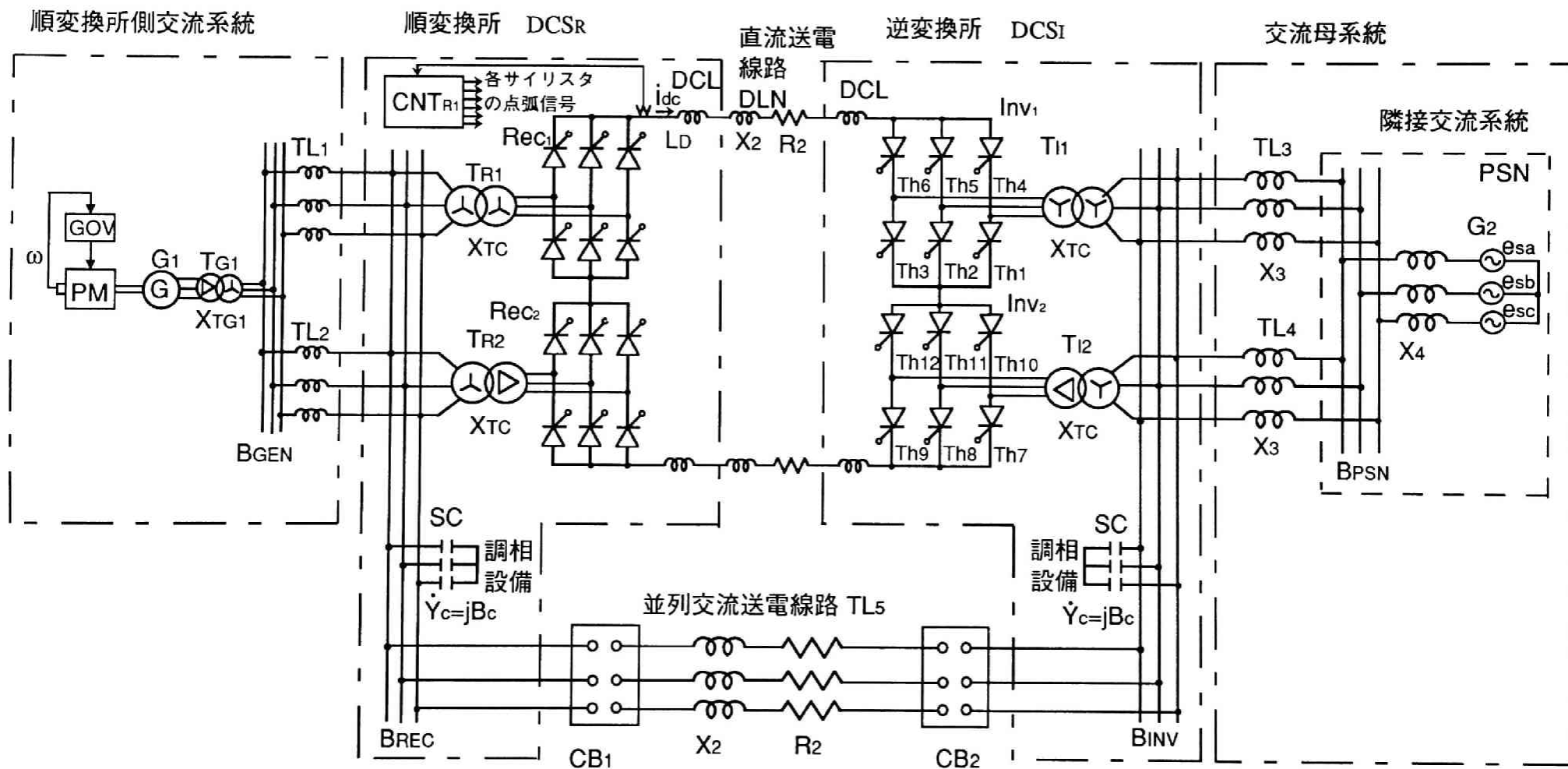


図 6.1 解析対象モデル系統

表 6. 1 使用変数，定数，記号一覧表

〔発電所〕

発電機

| | | |
|-------------|---|-------------|
| G_1 | : 発電機 | |
| T_{G1} | : 発電機の昇圧変圧器 | |
| B_{GEN} | : 発電所用母線 | |
| \dot{V}_G | : 発電機の端子電圧 | (pu) |
| v_d, v_q | : \dot{V}_G の d 軸および q 軸成分 $\{\dot{V}_G = (v_d, v_q)\}$ | (pu) |
| V_G | : \dot{V}_G の大きさ (一定値) $\{V_G = \dot{V}_G \}$ | (pu) |
| P_{GRATE} | : G_1 の定格出力 | (kW または MW) |
| P_G | : 発電機出力 | (pu) |
| X_d' | : 発電機の d 軸過渡リアクタンス | (pu) |
| X_{TG} | : 発電機の昇圧変圧器の漏れリアクタンス | (pu) |

回転運動系

| | | |
|--------------------------------|---|---------|
| P_M | : 原動機 | |
| $G_O V$ | : 調速機 | |
| M | : 発電機の慣性定数 | (s) |
| T_M | : 発電機機械入力トルク | (pu) |
| T_{Mref} | : T_M の設定値 | (pu) |
| P_m | : 等価機械入力 ($P_m = T_M - P_R$) | (pu) |
| P_a | : 加速トルクに対応する電力 | (pu) |
| δ_G | : 隣接交流系統 P S N を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を 基準とした G_1 の回転子位相差 | (rad) |
| δ_{G0} | : 再連係時の δ_G | (rad) |
| $\delta_{GMIN}, \delta_{GMAX}$ | : $P_{AC} = P_{m0}$ となる δ_G | (rad) |
| δ_r | : 反転位相差 (増加から減少に転じる時の δ_G) | (rad) |
| ω_0 | : 定格角周波数 | (rad/s) |
| ω | : pu 単位による発電機回転子角周波数 ($\omega = p \Theta$) | (pu) |
| ω_{Gref} | : G O V の発電機回転子角周波数設定値 | (pu) |
| ω_d | : pu 単位による発電機回転子角周波数偏差 ($\omega_d = \omega - 1$) | (pu) |

| | | |
|-----------------|---|------|
| ω_{d0} | : 再連係時の ω_d の値 | (pu) |
| ω_{dMAX} | : 最大許容角周波数偏差 | (pu) |
| f_0 | : 交流系統の定格周波数 | (Hz) |
| f | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数 | (pu) |
| f_d | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 ($f_d = f - 1$) | (pu) |
| f_{d0} | : 再連係時の f_d の値 | (pu) |
| f_{dMAX} | : 最大許容周波数偏差 | (pu) |

順変換器

| | | |
|----------------------|---|------|
| DCS_R | : 順変換所 | |
| B_{REC} | : 順変換所用母線 | |
| DCL | : 平滑用リアクトル (逆変換所でも同じ) | |
| Rec, Rec_1, Rec_2 | : 順変換所の変換器(順変換器) | |
| Con_{R1}, Con_{R2} | : 順変換所の変換装置(順変換装置) | (pu) |
| K_1 | : 交流系と直流系の単位系の電圧ベースの比 (交流系統の定格線間電圧実効値と直流系統の定格電圧の比) | |
| K_2 | : 直流電流 i_{dc} と転流重なりによる v_{dr} の電圧降下の関係を示す係数 | |
| \dot{V}_R | : B_{REC} の電圧 | (pu) |
| V_R | : \dot{V}_R の大きさ ($V_R = \dot{V}_R $) | (pu) |
| v_{dr} | : 順変換所側直流電圧 | (pu) |
| i_{YC} | : 順変換所の調相設備を流れる電流 | (pu) |
| i_{dc} | : 平滑用リアクトル電流 | (pu) |
| I_{refR} | : DCS_R が設定している電流基準値 | (pu) |
| P_R | : 順変換所の変換器が受電する有効電力 | (pu) |
| Q_R | : 順変換所の変換器が受電する無効電力 | (pu) |
| \dot{Y}_R | : 順変換器が受電する電力に対応するアドミタンス ($\dot{Y}_R = G_R + j B_R$) | (pu) |
| G_R | : 順変換器が受電する有効電力に対応するコンダクタンス | (pu) |
| B_R | : 順変換器が受電する無効電力に対応するサセプタンス | (pu) |
| \dot{Y}_C | : 順変換所の調相設備 SC のアドミタンス(逆変換所でも同じ) | (pu) |
| B_C | : SC のサセプタンス ($\dot{Y}_C = j B_C$) (逆変換所でも同じ) | (pu) |
| δ_{GR} | : \dot{V}_R を基準とした \dot{V}_G の位相差 | (pu) |

δ_{GR0} : 再連係時の δ_{GR} の値 (pu)

変圧器

T_{R1} : Y-Y結線の変換器用変圧器

T_{R2} : Y- Δ 結線の変換器用変圧器

X_{Tc} : T_{R1}, T_{R2} の漏れリアクタンス
(後示の T_{I1}, T_{I2} の場合も同じ) (pu)

制御回路

CNT_{R1} : Rec_1 用点弧制御回路

[逆変換所]

DCS_I : 逆変換所

B_{INV} : 逆変換所用母線

I_{nv}, I_{nv1}, I_{nv2} : 逆変換所の変換器

Con_{I1}, Con_{I2} : 逆変換所の変換装置

T_{I1} : Y-Y結線の変換器用変圧器

T_{I2} : Y- Δ 結線の変換器用変圧器

DCL : 平滑用リアクトル (順変換所と同じ)

I_{refI} : DCS_I が設定している電流基準値 (pu)

V_{d1} : 逆変換所側直流電圧 (pu)

\dot{V}_I : B_{INV} の電圧

V_I : \dot{V}_I の大きさ ($V_I = |\dot{V}_I|$) (pu)

P_I : 逆変換器が受電する有効電力 ($P_I < 0$) (pu)

Q_I : 逆変換器が受電する無効電力 (pu)

X_{Tc} : T_{I1}, T_{I2} の漏れリアクタンス (T_{R1}, T_{R2} と同じ)

\dot{Y}_I : 逆変換器が受電する電力に対応するアドミタンス
($\dot{Y}_I = G_I + j B_I$) (pu)

G_I : 逆変換器が受電する有効電力に対応するコンダクタンス (pu)

B_I : 逆変換器が受電する無効電力に対応するサセプタンス (pu)

\dot{Y}_c : 逆変換所の調相設備のアドミタンス (順変換所と同じ) (pu)

B_c : \dot{Y}_c のサセプタンス ($\dot{Y}_c = j B_c$) (順変換所と同じ) (pu)

[直流送電線路]

$D L N$: 直流送電線路

[順変換所側交流系統]

G_{REC} : 順変換所側交流系統全体を表す電源

$T L_1, T L_2$: 順変換所側交流送電線路

X_1 : $T L_1, T L_2$ のリアクタンス (pu)

X_{TTL} : 順変換所側交流系統の総合リアクタンス
 $\{X_{TTL} = X_d' + X_{TG} + (X_1/2)\}$ (pu)

[並列交流送電線路]

$T L_5$: 並列交流送電線路

$C B_1, C B_2$: 並列交流送電線路を遮断する遮断器

$C B_F$: 故障発生用遮断器

i_{AC} : 並列交流送電線路 $T L_5$ に流れる電流 (pu)

\bar{I}_{AC} : i_{AC} の共役複素数 (pu)

P_{AC} : $T L_5$ で送られる有効電力 (pu)

P_{Max} : P_{AC} の最大値 ($\delta_G = \pi/2$ の時の P_{AC} の値) (pu)

X_2 : $T L_5$ のリアクタンス (pu)

R_2 : $T L_5$ の抵抗 (pu)

(本章では $R_2=0$ として無視している)

δ_{CB1} : 遮断器 $C B_1$ の両端の電圧の位相の位相差 (rad)

δ_{CB10} : $t = T_1$ における δ_{CB1} の値 (rad)

$\delta_{GMIN}, \delta_{GMAX}$: $P_{AC} = P_{m0}$ となる発電機回転子の位相差 δ_G の値 (rad)

δ_{RI} : \dot{V}_I を基準とした \dot{V}_R の位相差 (rad)

T_d : 遮断器 $C B_1$ の動作遅れ時間 (s)

T_c : $\delta_{CB1} = 0$ となる時間 (s)

Δt : 現時点 $t = T_1$ から T_c までの時間 (s)

[交流母系統]

| | | |
|----------------|--|-------|
| P_{SN} | : 隣接交流系統 | |
| B_{PSN} | : 隣接交流系統用母線(P_{SN} の母線) | |
| G_2 | : P_{SN} を模擬する無限大容量発電機 | |
| G_{INV} | : 交流母系統全体を表す電源 | |
| TL_3, TL_4 | : 交流母系統側交流送電線路 | |
| T_{G2} | : 変圧器 | |
| \dot{V}_B | : B_{PSN} の電圧 | (pu) |
| V_B | : \dot{V}_B の大きさ | (pu) |
| X_3 | : TL_3, TL_4 のリアクタンス | (pu) |
| X_4 | : 隣接交流系統の内部リアクタンス | (pu) |
| X_B | : 逆変換所側交流系統のリアクタンス $\{X_B=(X_3/2)+X_4\}$ | (pu) |
| δ_{IB} | : \dot{V}_B を基準とした \dot{V}_I の位相差 | (rad) |
| δ_{IB0} | : 再連係時の δ_{IB} の値 | (rad) |

[再連係装置]

| | | |
|-------------------|--|------|
| FRC | : 高速再連係装置 | |
| PHS | : 位相差検出器 | |
| FS | : 周波数検出器 | |
| PS | : 電力検出器 | |
| $G_{DC}(s)$ | : 順変換器の特性を表す伝達関数 | |
| ΔI_{ordr} | : FRC の電力変調回路から順変換所の制御回路に入力される 付加信号 | (pu) |
| V_{Td} | : T_d に対応する電圧 | (V) |
| K_{FF} | : FRC の周波数制御回路の一次遅れ関数の利得 | |
| T_{FF} | : FRC の周波数制御回路の一次遅れ関数の時定数 | (s) |
| K_{FP} | : FRC の電力変調回路の一次遅れ関数の利得 | |
| T_{FP} | : FRC の電力変調回路の一次遅れ関数の時定数 | (s) |
| T_{RP} | : FRC の電力変調回路の高域ろ波器の時定数 | (s) |
| i_{PM} | : FRC の電力変調回路の信号 | (pu) |
| i_{AFR} | : FRC の周波数制御回路の出力 | (pu) |

| | | |
|------------|--------------------|------|
| f_{dref} | : 周波数偏差基準値 | (pu) |
| s_1 | : 比較器の出力 | (V) |
| s_2 | : 割算器の出力 | (V) |
| s_3 | : 単安定マルチプライプレータの出力 | (V) |
| s_4 | : AND回路の出力 | (V) |

6. 2. 2 諸仮定

本章の解析においては、以下の諸仮定を設けるものとする。

- (1) 再連係時においては、発電機機械入力、順変換所で受電する有効電力すなわち順変換所から逆変換所へ直流送電線路で送電される電力と一致しているものとする。
- (2) 再連係後の発電機機械入力は一定とする。
- (3) 順変換所の変換器が受電する有効電力は、設定変更指令を入力しない限り一定とする。
- (4) 本章で扱う現象に関しては交流母系統の周波数と電圧は一定で、周波数の値は交流系統の基準周波数に等しいものとする。

仮定(1)を設けた理由は次のとおりである。並列交流送電線路が遮断された後、発電機周波数が上昇するので、発電機の調速機が働いて、発電機の機械入力を順変換所で受電する有効電力以下にし、発電機の回転運動系を減速状態にして、上昇した周波数を下げるようになる。再連係時はこの減速状態になっているので、発電機機械入力は、順変換所で受電する有効電力よりやや小さい値になっている。本来はこの値を用いて再連係可能な周波数偏差の条件を求めるべきであるが、再連係は機械入力が大きいほど難しいという特性があるので、簡単のため(1)の仮定を設けて再連係可能な周波数偏差を求めることにする。この仮定による条件は実際の条件より厳しいものであるので、再連係時の周波数偏差が仮定により求めたある条件〔式(6.31)参照〕を満足していれば必ず再連係は成功する。

仮定(2)を設けたのは、再連係が成功するか失敗するかは再連係後数 s 間の系統の振舞を解析すれば判明するが、発電機の機械入力を発生する原動機は蒸気量を機械式の制御装置で調整するので応答が遅く、再連係後数 s 間は機械入力は一定と近似できるからである。

仮定(3)を設けたのは、順変換所の変換器が受電する有効電力は、交流系統の状況の変化、例えば変換所の母線の交流電圧の変化によって変化する場合もあるが、定電力制御が

行われていればつねに電力指令値に一致しているものとして扱えるからである。

仮定（４）を設けたのは、交流母系統が大規模系統であり、直流送電系統の送電電力の変化では周波数と電圧はほとんど変化しないこと、通常は周波数制御によって交流系統の基準周波数に維持されているからである。

以下、上記した仮定のもとに、簡易再連係可否判別法を導出する。

6. 2. 3 簡易再連係可否判別法

（１） 簡易再連係可否判別式の導出

図6. 1の遮断された並列交流送電線路 TL_5 の再接続の手順は、遮断後30サイクル程度経過した時、 CB_2 のみを投入して TL_5 を充電し、次に CB_1 を同期投入して発電機と交流母系統を再連係するというものである。この場合、再連係後の系統の振舞を予測し、発電機が再連係後脱調せず同期状態を維持できる条件が満たされているかどうか判別する必要がある。本項では、議論の見通しを良くするため、解析対象モデル系統から並列交流送電線路のリアクタンス以外の系統インピーダンスを無視した簡略等価回路を導出し、それを用いて簡易再連係可否判別式を導出する。

まず、発電機が発生する有効電力について、図6. 1の交流系統部分だけを図6. 2のような簡略等価回路で模擬することにより、基本的考察を行うことにする。同図は3相を一括して単線で表示している。（以後交流系統はすべて単線表示を用いる） 同図において、 G_1 は発電機、 G_2 は隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機、 T_M は PM からの発電機機械入力トルク、 T_{Mref} は GOV から PM に T_M の設定値、 ω はpu単位による発電機回転子角周波数、 f はpu単位による順変換所側交流系統の周波数、 P_G は発電機出力、 B_{REC} は順変換所用母線、 B_{INV} は逆変換所用母線、 DCS_R は順変換所、 DCS_I は逆変換所、 P_R は順変換所の変換器すなわち順変換器が受電する有効電力、 P_I

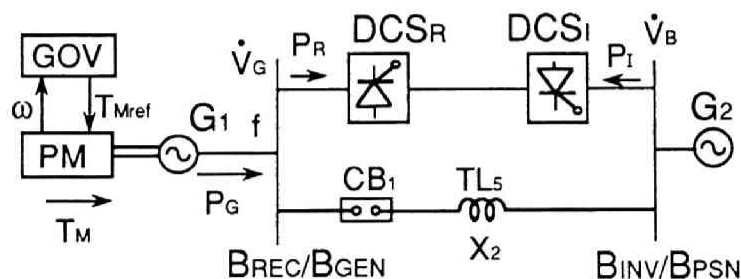


図6.2 解析対象モデル系統の簡略等価回路

は逆変換所の変換器すなわち逆変換器が受電する有効電力、 CB_1 は再連係を行う遮断器、 \dot{I}_{AC} は並列交流送電線路 TL_5 を流れる電流、 P_{AC} は TL_5 で送電される有効電力、 X_2 は TL_5 のリアクタンスである。簡単のため DCS_R 、 DCS_I 内の順、逆変換器は図示していない。同図の簡略等価回路においては発電機から順変換所までの交流系統の諸要素のインピーダンスおよび、交流母系統の諸要素のインピーダンスは無視しているので B_{REC} は発電所用母線 B_{GEN} と考えることもできる。また、同様に B_{INV} は隣接交流系統の母線 B_{PSN} と考えることもできる。 \dot{V}_G は発電機 G_1 の端子電圧、 \dot{V}_B は B_{PSN} の電圧、すなわち隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機 G_2 の端子電圧である。並列交流送電線路の抵抗 R_2 は、 X_2 に比べ小さいので無視している。複素数表示の位相基準を

$$\dot{V}_B = V_B \quad (6.1)$$

とすると、 \dot{V}_G は G_2 の回転子位相を基準とする G_1 の回転子位相差 δ_G を用いて

$$\dot{V}_G = V_G (\cos \delta_G + j \sin \delta_G) \quad (6.2)$$

と表わされる。ここで、 $V_G = |\dot{V}_G|$ である。再連係前は $\dot{I}_{AC} = 0$ であるが CB_1 を投入して再連係を実施した後は

$$\dot{I}_{AC} = (\dot{V}_G - \dot{V}_B) / j X_2 \quad (6.3)$$

となる。この時、 P_{AC} は

$$P_{AC} = \text{Real} \{ \dot{V}_G \bar{I}_{AC} \} = (V_G V_B \sin \delta_G) / X_2 \quad (6.4)$$

となる。ここで、 \bar{I}_{AC} は \dot{I}_{AC} の共役複素数である。

これより、 P_{AC} が最大になるのは $\delta_G = \pi/2$ となった時で、その時の値を P_{MAX} とおくと(6.4)式は

$$P_{AC} = P_{MAX} \sin \delta_G \quad (6.5)$$

ただし

$$P_{MAX} = V_G V_B / X_2 \quad (6.6)$$

となる。図6.3に δ_G に対する P_{AC} の変化を示す。

発電機出力 P_G は、並列に直流系統がある場合、図6.1から明らかなように P_{AC} と P_R の和だから

$$P_G = P_R + P_{AC} = P_R + P_{MAX} \sin \delta_G \quad (6.7)$$

となる。

仮定(4)が成立する時、発電機の回転運動方程式は周知のように

$$(M/\omega_0) p^2 \delta_G = P_m - P_{MAX} \sin \delta_G \quad (6.8)$$

ただし

$$P_m = T_M - P_R \quad (6.9)$$

となる。ここで、 M は発電機慣性定数、 ω_0 は定格角周波数、 T_M はPMからの発電機機械入力トルクである。また P_m を仮想的な機械入力と考えれば、交直並列送電系統でも従来

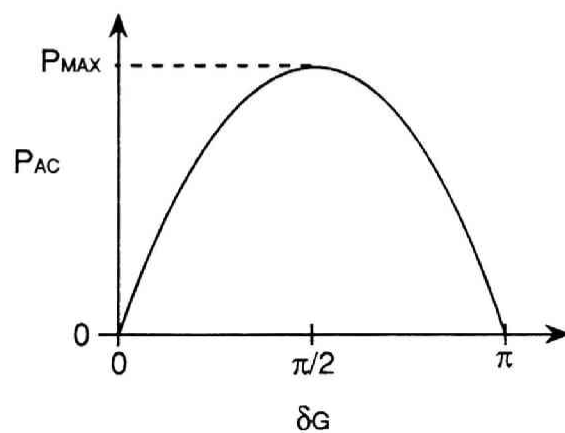


図6.3 δ_G に対する P_{AC} の変化

の交流送電と同様に扱えることがわかる。よって、以後 P_m を等価機械入力と呼ぶことにする。一方、pu単位による発電機回転子角周波数偏差を $\omega_d = \omega - 1$ とすると、付録5.1で述べるように、 $\omega_d = (1/\omega_0) p \delta_G$ であるから、式(6.8)は、次式

$$M \omega_0 \omega_d (d \omega_d / d \delta_G) = P_m - P_{MAX} \sin \delta_G \quad (6.10)$$

のように δ_G を独立変数とする微分方程式に変換される。ここで、仮定(2)，(3)より P_m は一定であると仮定し、両辺を δ_G で積分すると

$$(1/2) M \omega_0 \omega_d^2 = P_m \delta_G + P_{MAX} \cos \delta_G + C \quad (6.11)$$

を得る。ここで、 C は初期条件によって決める積分定数である。電圧に過渡現象が生じるのを防ぐため、再連係は図6.2の CB_1 の両端の電圧の位相差 $\delta_{CB1} = 0$ の時行われる。再連係前は $I_{AC} = 0$ であるので、 $\delta_G = \delta_{CB1}$ となる。従って再連係時の ω_d の値を ω_{d0} とすると、初期条件は $\delta_G = 0$ で $\omega_d = \omega_{d0}$ となるのでこの条件で C を決めると、式(6.11)は

$$(1/2) M \omega_0 \omega_d^2 - (P_m \delta_G + P_{MAX} \cos \delta_G) = (1/2) M \omega_0 \omega_{d0}^2 - P_{MAX} \quad (6.12)$$

となる。これが再連係後の ω_d と δ_G の変化の関係を表わす方程式である。

図6.4に $P_{AC} = P_{MAX} \sin \delta_G$ と δ_G の関係と発電機回転子の加速および減速領域の分布を示しており、同図によって再連係後の系統の動作を説明する。同図から明らかなように、 $P_{AC} = P_m$ となる δ_G は δ_{GMIN} と δ_{GMAX} の2点あり、それぞれ

$$\delta_{GMIN} = \sin^{-1}(P_m / P_{MAX}) \quad (6.13)$$

$$\delta_{GMAX} = \pi - \sin^{-1}(P_m / P_{MAX}) \quad (6.14)$$

となる。同図には、 $P_m = P_{m0}$ の場合の δ_{GMIN} (点A) と δ_{GMAX} (点C) を示している。発電機回転子に関し、点Aより左方の領域は加速領域、点Aと点Cの間の領域は減速領域、点Cより右方の領域は加速領域である。

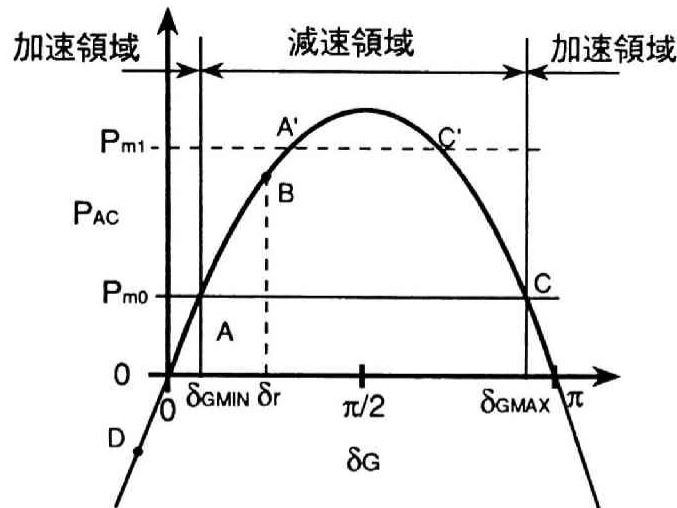


図 6.4 発電機回転子の加速減速領域の分布

まず再連係が成功する場合を述べる。連係直後は $P_{AC} < P_m$ となり、回転子は加速され、 $\omega_d (> 0)$ は増大し、 δ_G が増大していく。すると、 P_{AC} が増加し、点 A で $P_{AC} = P_{m0}$ となる。さて、ここまでは加速領域であるが、点 A を過ぎると $P_{AC} > P_m$ となり、回転子が減速される減速領域になる。そして、 $\delta_G = \delta_r$ の時 (点 B)、 $\omega_d = 0$ になり、その後 $\omega_d < 0$ となって δ_G は減少することになる。 δ_r を反転位相差と呼ぶことにする。その後 δ_G は減衰振動を続け、最終的には点 A で安定することになる。よって、再連係が成功したことになる。

次に再連係が失敗する場合を述べる。 ω_{d0} が大きいと $P_{AC} > P_m$ の減速領域で $\omega_d < 0$ とならないうちに点 C に至ってしまう。この点を越えると $P_{AC} < P_m$ となるので、回転子は再び加速されることになり、 ω_d が増加し、 δ_G が増加して P_{AC} の低下を持たらすというように正帰還が成立するので、回転子の角周波数が次第に上昇し安定な動作に戻らない。従って、再連係が失敗するのは $\delta_G = \delta_{GMAX}$ において $\omega_d > 0$ となる場合である。

以上述べたことからわかるように、式 (6. 12) で $\delta_G = \delta_{GMAX}$ とした式を ω_d に関する 2 次方程式として扱った場合、同式が正の実根を持てば $\delta_G = \delta_{GMAX}$ で $\omega_d > 0$ となり、 δ_G が益々増大して発電機が脱調してしまうので、再連係が失敗することになり、一方、方程式の根が虚根のみであれば、 δ_G が δ_{GMAX} まで増大しないので、安定な再連係が可能になる。従って再連係可能な ω_{d0} の範囲は

$$-\omega_{d0MAX} < \omega_{d0} < \omega_{d0MAX} \quad (6. 15)$$

ただし

$$\omega_{d0MAX} = \sqrt{2/(\omega_0 M) \{P_{MAX} - (P_m \delta_{GMAX} + P_{MAX} \cos \delta_{GMAX})\}} \quad (6.16)$$

となる。

式(6.15)は $|\omega_{d0}|$ が ω_{d0MAX} を越えると再連係が失敗することを示している。また、 $\omega_{d0} > \omega_{d0MAX}$ の場合には、前述したように再連係後 δ_G が増加し続けて図6.4の点Cを越えてしまうわけであるが、 $\omega_{d0} < 0$ の場合の δ_G の変化は少し異なるので説明する。

$\omega_{d0} < 0$ の場合には、図6.4において δ_G が0より左方に変化するわけであるが、この領域は加速領域であるので、 ω_d は ω_{d0} から次第に上昇し、遂には0となり、さらに $\omega_d > 0$ となる。ここで、 $\omega_d = 0$ となる点Dに至ると、 δ_G は反転して増加を始めるが、再び $\delta_G = 0$ となる時の ω_d の値は、減衰を無視すれば、再連係時の ω_{d0} の符号を反転させた値になる。また、 $\delta_G = 0$ を越えた後の変化は $\omega_d = -\omega_{d0}$ という初期条件で再連係を行った場合と同じであるので、 $\omega_{d0} < -\omega_{d0MAX}$ の状態では再連係を行うと、結局 $\delta_G > \delta_{GMAX}$ となり再連係が失敗する。

本章で扱うのは、pu単位による発電機回転子角周波数 ω が並列交流送電線路遮断後一旦上昇し、その後低下してきた時に速やかに再連係を行う手法であるので、再連係時には、角周波数は定格値より上昇している。従って $\omega_{d0} > 0$ であるので、式(6.15)は

$$\omega_{d0} < \omega_{d0MAX} \quad (6.17)$$

として支障ない。そこで、以後再連係可能な ω_{d0} の条件を示す式として、式(6.17)を用い、 ω_{d0MAX} を最大許容角周波数偏差と呼ぶことにする。さらに、電力系統工学においては、通常、角周波数よりも周波数を用いること、並びに後述する再連係装置の設置される直流送電系統の順変換所で検出できるのは順変換所側交流系統の周波数であることから以後の検討では、 ω 、 ω_d 、 ω_{d0} 、 ω_{d0MAX} の代りに、pu単位による順変換所側交流系統の周波数 f 、pu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 $f_d = f - 1$ 、再連係時の f_d の値 f_{d0} 、最大許容周波数偏差 f_{d0MAX} を用いることにする。ただし、pu単位法を用いた場合、 $f = \omega$ 、 $f_d = \omega_d$ 、 $f_{d0} = \omega_{d0}$ 、 $f_{d0MAX} = \omega_{d0MAX}$ であるので式(6.17)は

$$f_{d0} < f_{d0MAX} \quad (6.18)$$

となる。上式が簡易再連係可否判別式である。

(2) 計算手順

式(6.6), (6.9), (6.14), (6.16)を用いて最大許容周波数偏差 f_{dMAX} を数値計算する手順について説明する。なお, 計算はパソコンによって簡単に実行できるものである。

図6.5に f_{dMAX} の計算フローチャートを示す。

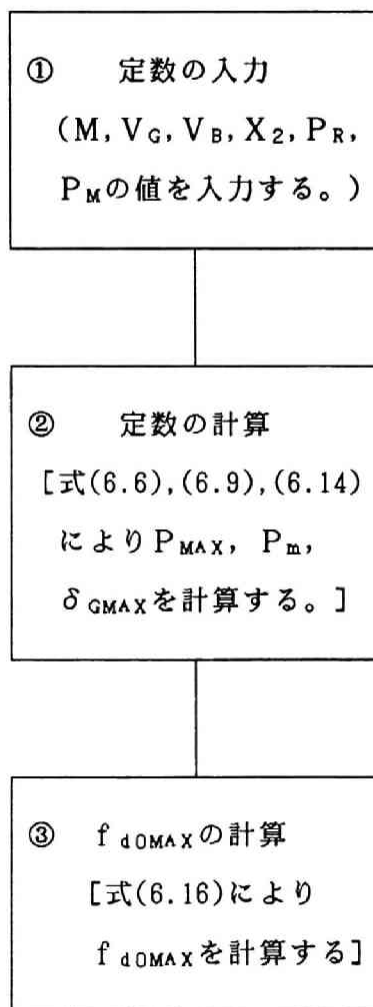


図6.5 最大許容周波数偏差 f_{dMAX} の計算
フローチャート (簡略等価回路の場合)

①では, 各定数すなわち, $M, V_G, V_B, X_2, P_R, T_M$ を入力する。

②では, V_G, V_B, X_2, P_R, T_M より式(6.6)により P_{MAX} を, 式(6.9)により

P_m を計算し、さらに式(6.14)により δ_{GMAX} を計算する。

③では、②で得られた諸定数を用いて、式(6.16)により ω_{d0MAX} ，すなわち f_{d0MAX} を計算する。

(3) 計算結果

図6.6に P_R をパラメータとして T_M に対する f_{d0MAX} の変化を示す。 T_M が大きくなると f_{d0MAX} が減少し再連係が成功する f_{d0} の範囲が狭くなることがわかる。そして、例えば $P_R=0$ の時には $T_M > 0.73\text{pu}$ になると、 f_{d0MAX} の値がなくなっている。これは、式(6.16)の $\sqrt{\quad}$ 内が負になる場合に対応する。例えば図6.4において $P_m = P_{m1}$ で

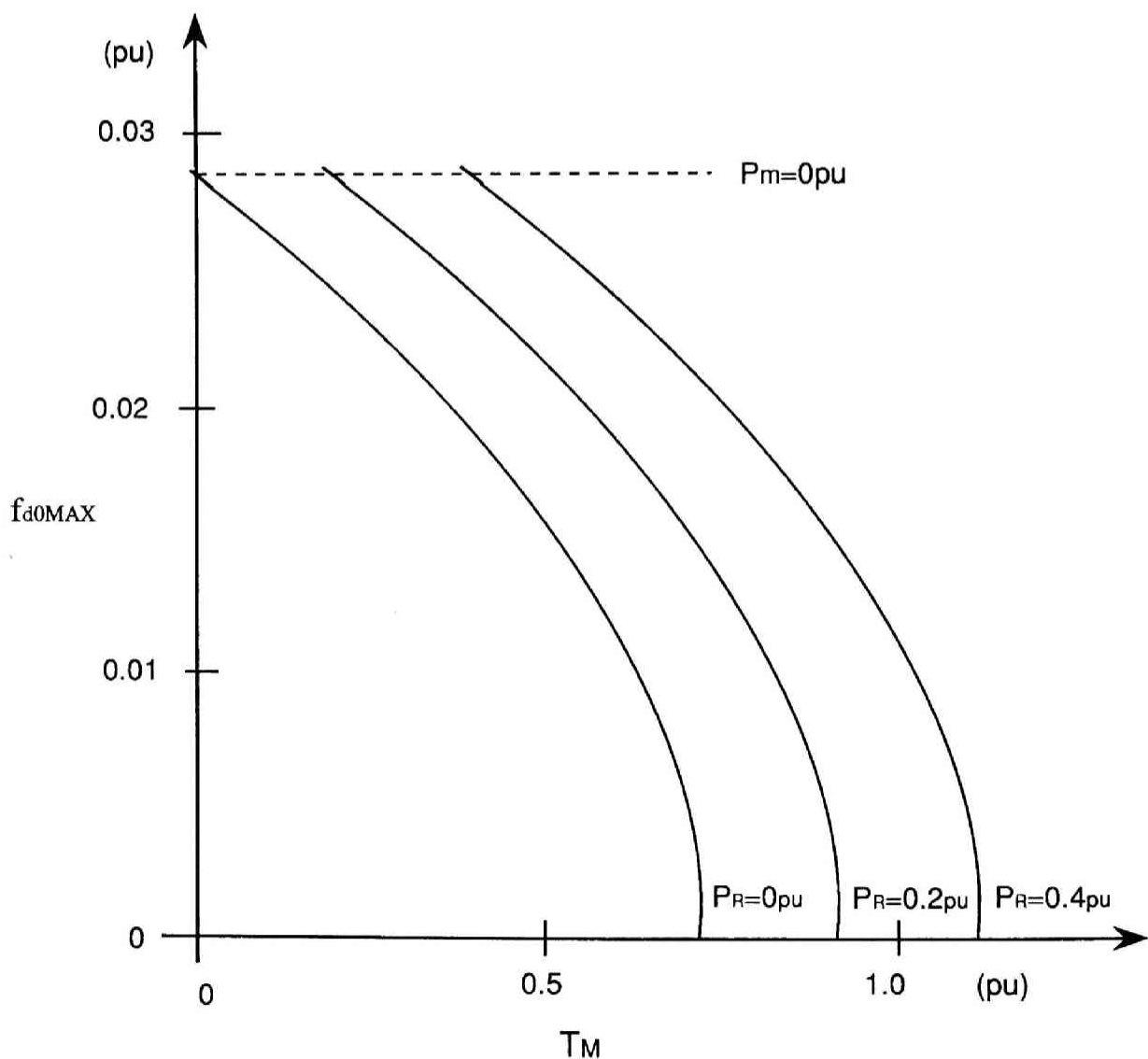


図6.6 発電機機械入力 T_M による最大許容周波数偏差 f_{d0MAX} の変化
(簡略等価回路の場合)

あったとすると、 $P_{m1} = P_{Ac}$ となる点A'の左側がすべて加速領域になるので、たとえ $\delta_G = 0$ 、 $\omega_d = 0$ の条件で再関係したとしても ω_d は次第に増加し、点A'で相当大きい値となり、減速領域にはいっても十分減少しない内に点C'に至り、そのまま発電機が脱調してしまうので再関係が不可能になる。 $P_R = 0$ の時、 $T_M > 0.73 \text{ pu}$ で f_{d0MAX} の値が存在しないのはこの状態に対応している。図6.6には参考として $P_m = 0$ とした場合の f_{d0MAX} の変化を破線で示しているが、この場合は T_M によらず f_{d0MAX} は一定であることがわかる。

6.3 解析対象モデル系統に対する簡易再関係可否判別法(1)の適用と妥当性の検証

6.3.1 解析対象モデル系統に対する簡易再関係可否判別法の適用

図6.2の解析対象モデル系統の交流系統簡略等価回路に前節で求めた簡易判別法を適用し、最大許容周波数偏差 f_{d0MAX} を計算しよう。計算に用いる定数の値は、実際の電力系統の定数値を参考にして設定する。また、6.2.2項の仮定(1)より、再関係時において $T_M = P_R$ とする。モデル系統の諸定数の設定値を表6.2に示す。

表6.2 簡易再関係可否判別式(1)の検証に用いた解析対象モデル系統の諸定数

(pu値表示：基準定格電力300MVA，交流系統定格線間電圧実効値154KV
交流系統定格周波数60Hz，直流系統定格電圧250KV)

[発電所]

回転運動系

$$M = 6.4(s)$$

[並列交流送電線路]

$$X_2 = 2.0$$

[初期運転状態における変数の値]

$$V_G = 1.0, V_B = 1.0, P_m = 0$$

同表の値を用いて f_{d0MAX} を計算すると、 $f_{d0MAX} = 0.029 \text{ pu}$ を得る。従って、 $f_d < 0.029 \text{ pu}$ となった時再関係を行えば、再関係は成功する。

6. 3. 2 数値計算による簡易再連係可否判別法の妥当性の検証

前項において、最大許容周波数偏差 f_{dMAX} が得られたので、その値の妥当性を数値計算により検証する。対象とした回路は図6. 2の簡略等価回路である。用いるプログラムは、第4章で用いた伝達関数ブロック図で表現された系統の過渡応答を解析するシミュレーションプログラムBACS-IIである。（付録4. 1参照）

図6. 7に、故障が発生し、さらに $f < 1 + f_{dMAX} = 1.029\text{pu}$ となった時に再連係を行った場合の f , δ_G , P_{AC} , P_R をBACS-IIにより計算した結果を示す。計算開始時間を $t = 0\text{ s}$ とし、 $t = 0.5\text{ s}$ で故障が発生し、直ちに並列交流送電線路を遮断し、 $f < 1.029\text{pu}$ となる $t = 8.8\text{ s}$ 以降で最初に $\delta_G = 0$ となる $t = 9.5\text{ s}$ で並列交流送電線路を再連係する場合を想定している。数値計算結果を見ると、再連係後 δ_G , P_{AC} は動揺しているが、脱調にまで至ることはなく、再連係が成功している。よって、6. 2節で求めた簡易判別法が妥当であることが確認できた。

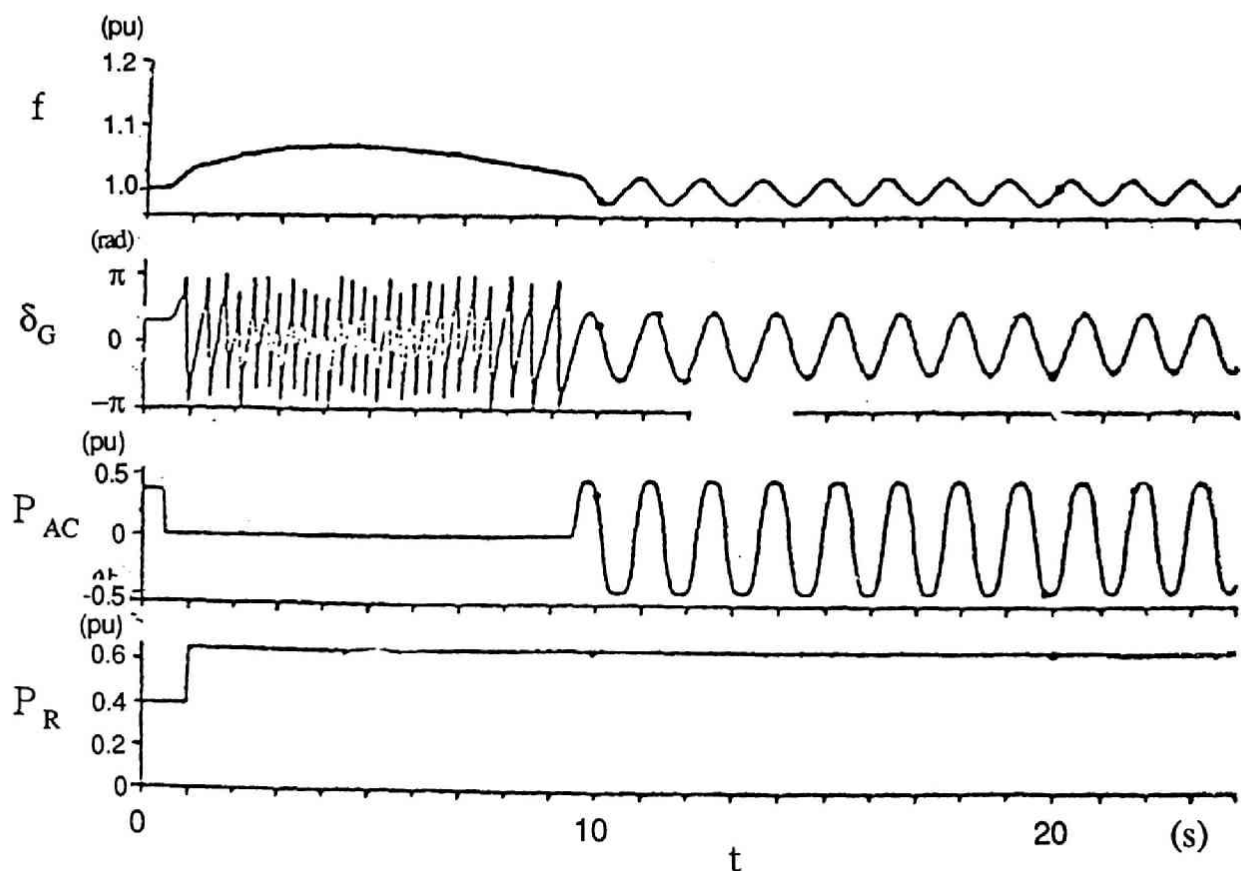


図6. 7 再連係時の数値計算結果（簡略等価回路の場合）

（初期設定： $P_{AC} = 0.4\text{pu}$, $P_R = 0.4\text{pu}$ ）

6. 4 簡易再連係可否判別法（2）：系統インピーダンスを考慮した場合

前節では、説明をわかり易くするため並列交流送電線路のリアクタンス X_2 以外の系統インピーダンスを無視した簡単なモデル系統を用いて、交直並列送電系統の簡易再連係可否判別式を導出した。しかし、実際の系統では、発電機の内部インピーダンスや、 X_2 以外の送電線路インピーダンスがあり、これによる直流送電系統の変換所地点の交流電圧の変化なども考慮しておく必要がある。よって本節では系統インピーダンスを考慮した場合の検討結果を説明する。

6. 4. 1 解析対象モデル系統

図6. 8に、図6. 1に示した解析対象モデル系統について X_2 のみならず他の諸定数、すなわち発電機のd軸過渡リアクタンス X_d' 、発電機の昇圧変圧器の漏れリアクタンス X_{TG} 、順変換所側交流送電線路のリアクタンス X_1 、交流母系統側交流送電線路のリアクタンス X_3 、隣接交流系統PSNの内部リアクタンス X_4 を考慮した場合の等価回路を示す。同図において、 G_1 は発電機、 B_{GEN} は発電所用母線、 PM は G_1 を駆動する原動機、 T_M は発電機機械入力トルク、 P_G は発電機出力、 B_{REC} は順変換所用母線、 P_{AC} は並列交流送電線路 TL_5 で送られる有効電力、 G_2 は隣接交流系統の電圧源、 B_{PSN} は隣接交流系統用母線である。また、 \dot{V}_G 、 \dot{V}_R 、 \dot{V}_I 、 \dot{V}_B はそれぞれ発電機端子、 B_{REC} 、 B_{INV} 、 B_{PSN} の電圧、 P_R 、 Q_R 、 P_I 、 Q_I はそれぞれ順変換器、逆変換器が受電する有効、無効電力、 \dot{Y}_C は順変換所の調相設備 SC のアドミタンスである。また、 X_{TTL} は順変換所側交流系統のリアクタンスの和、 X_B は逆変換所側交流系統のリアクタンスでそれぞれ次式で表される。

$$X_{TTL} = X_d' + X_{TG} + (X_1/2) \quad (6. 19)$$

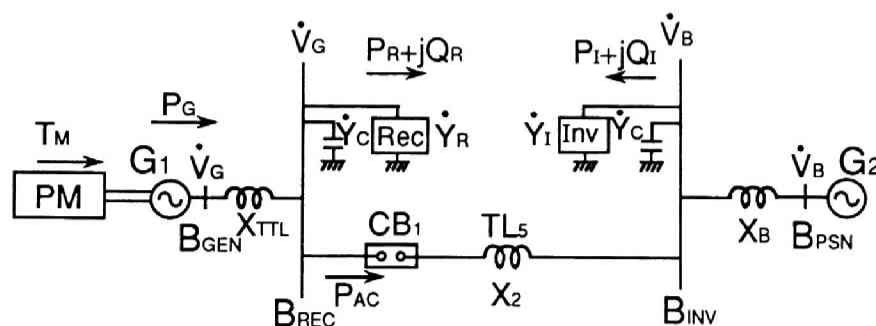


図6. 8 解析対象モデル系統の等価回路
(系統の諸定数を考慮した場合)

$$X_B = (X_3/2) + X_4 \quad (6.20)$$

本来、 X_d 、 X_{TG} は B_{GEN} より G_1 側にあり、 X_4 は B_{PSN} より G_2 側にあるが、本等価回路では、簡単のためそれぞれの反対側にあるものとして扱った。また、順変換器 Rec 、逆変換器 Inv は等価アドミッタンス負荷 \dot{Y}_R 、 \dot{Y}_I で表わし、同図に示すように B_{REC} に $\dot{Y}_R = G_R + j B_R$ 、 B_{INV} に $\dot{Y}_I = G_I + j B_I$ の負荷が接続されているものと仮定している。ただし、 \dot{Y}_R 、 \dot{Y}_I はそれぞれ Rec 、 Inv の受電する電力に対応するアドミッタンス、 G_R 、 B_R ； G_I 、 B_I はそれぞれ P_R 、 Q_R ； P_I 、 Q_I に対応する等価コンダクタンス、サセプタンスであり

$$P_R = G_R V_R^2 \quad (6.21)$$

$$Q_R = -B_R V_R^2 \quad (6.22)$$

$$P_I = G_I V_I^2 \quad (6.23)$$

$$Q_I = -B_I V_I^2 \quad (6.24)$$

である。ここで、 $V_R = |\dot{V}_R|$ 、 $V_I = |\dot{V}_I|$ であり、また、 \dot{Y}_C はサセプタンス B_C のみもち $\dot{Y}_C = B_C$ とする。なお、有効電力は、母線から、変換設備を表わす負荷に流れ込む方向を正にとったので、順変換所 DCS_R から逆変換所 DCS_I に送電している本解析対象モデル系統では、 $G_R > 0$ 、 $P_R > 0$ 、一方 $G_I < 0$ 、 $P_I < 0$ である。すなわち、 B_{REC} で直流送電電力分の有効電力を受電し、 B_{INV} で直流送電電力分の有効電力を発生することで直流送電を表わしている。また、無効電力の符号は、遅れ無効電力を受電する時正とした。順変換器、逆変換器共に無効電力を受電するので、 $B_R < 0$ 、 $Q_R > 0$ 、一方 $B_I < 0$ 、 $Q_I > 0$ である。

6. 4. 2 簡易再連係可否判別法

(1) 簡易再連係可否判別式の導出

図6. 18に示した解析対象モデル系統の等価回路により、6. 2節で式(6. 7)を求めたと同様にして、 P_G と δ_G の関係を求めると、次式が得られる。(付録6. 1参照)

$$P_G = C_0 + C_1 \cos \delta_G + C_2 \sin \delta_G \quad (6.25)$$

ここで、 C_0 、 C_1 、 C_2 は、 X_{TTL} 、 X_2 、 X_B 、 G_R 、 B_R 、 G_I 、 B_I 、 B_C 、 V_G 、 V_B によ

り決る定数である。上式(6.25)の C_0 , C_2 はそれぞれ式(6.7)の P_R , P_{MAX} に対応するものであり、また、 C_1 はモデル系統を詳細化したことにより加わった項である。

次に6.2節の式(6.8)に対応して、式(6.25)から発電機の回転運動方程式

$$(M/\omega_0)p^2\delta_G = T_M - (C_0 + C_1\cos\delta_G + C_2\sin\delta_G) \quad (6.26)$$

を得る。この後の理論展開は、6.2.3項の説明と重複するので、要点だけを説明する。

まず、式(6.26)を解く。この場合、初期条件を与える必要があり、また再連係時においては、図6.8の遮断器 CB_1 の両端の電圧の位相差 $\delta_{CB1}=0$ で CB_1 を投入する必要がある。6.2.3項の説明では、 $\delta_{CB1}=\delta_G$ であることから、初期条件として、 $\delta_G=0$ で、 $\omega_d=\omega_{d0}$ とした。しかし、本項の解析対象モデル系統の等価回路では、この条件を修正する必要がある。そこで \dot{V}_R を基準とした \dot{V}_G の位相差を δ_{GR} 、 \dot{V}_I を基準とした \dot{V}_R の位相差を δ_{RI} 、 \dot{V}_B を基準とした \dot{V}_I の位相差を δ_{IB} とすると

$$\delta_G = \delta_{GR} + \delta_{RI} + \delta_{IB} \quad (6.27)$$

となる。再連係前には、6.2.3項と同様に、 $I_{AC}=0$ であるので、 $\delta_{RI}=0$ であるが、 B_{GEN} から B_{REC} には P_R , Q_R に対応する電力が流れ、 B_{INV} から B_{PSN} には P_I , Q_I に対応する電力が流れ、かつ、 $X_{TTL}>0$, $X_B>0$ であるので、 $\delta_{GR}>0$, $\delta_{IB}>0$ となる。従って、再連係前の δ_{GR} , δ_{IB} をそれぞれ、 $\delta_{GR}=\delta_{GR0}$, $\delta_{IB}=\delta_{IB0}$ とすると、初期条件は、 $\delta_G=\delta_{G0}=\delta_{GR0}+\delta_{IB0}$ で、 $\omega_d=\omega_{d0}$ となる。ここで、 δ_{GR0} , δ_{IB0} , δ_{G0} はそれぞれ再連係時の δ_{GR} , δ_{IB} , δ_G の値である。

(6.26)式より、(6.12)式に対応して次式

$$\begin{aligned} (1/2)(M/\omega_0)\omega_d^2 - (T_M - C_0)\delta_G + C_1\sin\delta_G - C_2\cos\delta_G \\ = (1/2)(M/\omega_0)\omega_{d0}^2 - (T_M - C_0)\delta_{G0} + C_1\sin\delta_{G0} - C_2\cos\delta_{G0} \end{aligned} \quad (6.28)$$

を得る。これより、 ω_{d0MAX} を求めると

$$\omega_{dMAX} = \frac{\sqrt{(2/M)\{(T_M - C_0)(\delta_{G0} - \delta_{GMAX}) - C_1(\sin \delta_{G0} - \sin \delta_{GMAX}) + C_2(\cos \delta_{G0} - \cos \delta_{GMAX})\}}}{(6.29)}$$

ここで

$$\delta_{GMAX} = \pi - \sin^{-1}\{(T_M - C_0)/\sqrt{C_1^2 + C_2^2}\} - \tan^{-1}(C_1/C_2) \quad (6.30)$$

これより，簡易再連係可否判別式は

$$f_{d0} < f_{dMAX} \quad (6.31)$$

ただし，pu単位法を用いているので

$$f_{dMAX} = \omega_{dMAX} \quad (6.32)$$

で与えられる。なお，式(6.31)が成立すれば再連係が可能になる。

(2) 計算手順

式(6.19)～(6.24)，(6.27)，(6.29)，(6.30)，(6.32)を用いて最大許容周波数偏差 f_{dMAX} を計算する手順について説明する。

図6.9に f_{dMAX} の計算フローチャートを示す。

①では各定数すなわち， M ， V_G ， V_B ， P_R ， Q_R ， P_I ， Q_I ， T_M ， X_d ， X_{TG} ， X_1 ， X_2 ， X_3 ， X_4 ， B_C を入力する。また，式(6.19)，(6.20)により X_{TTL} ， X_B を計算する。

②では V_G ， V_B ， P_R ， Q_R ， P_I ， Q_I ， X_{TTL} ， X_B を用いて，並列交流送電線路が脱落した状態で発電機側交流系統，交流母系統側交流系統の潮流計算を行い，付録6.2に示した手順に従い，再連係時の δ_{GR} ， δ_{IB} の値 δ_{GRO} ， δ_{IBO} を計算し， $\delta_{G0} = \delta_{GRO} + \delta_{IBO}$ を計算する。

③では式(6.21)～(6.24)により G_R ， B_R ， G_I ， B_I を計算し，その結果を用いて，付録6.2に示した手順により， C_0 ， C_1 ， C_2 を計算する。さらに δ_{GMAX} を計算する。

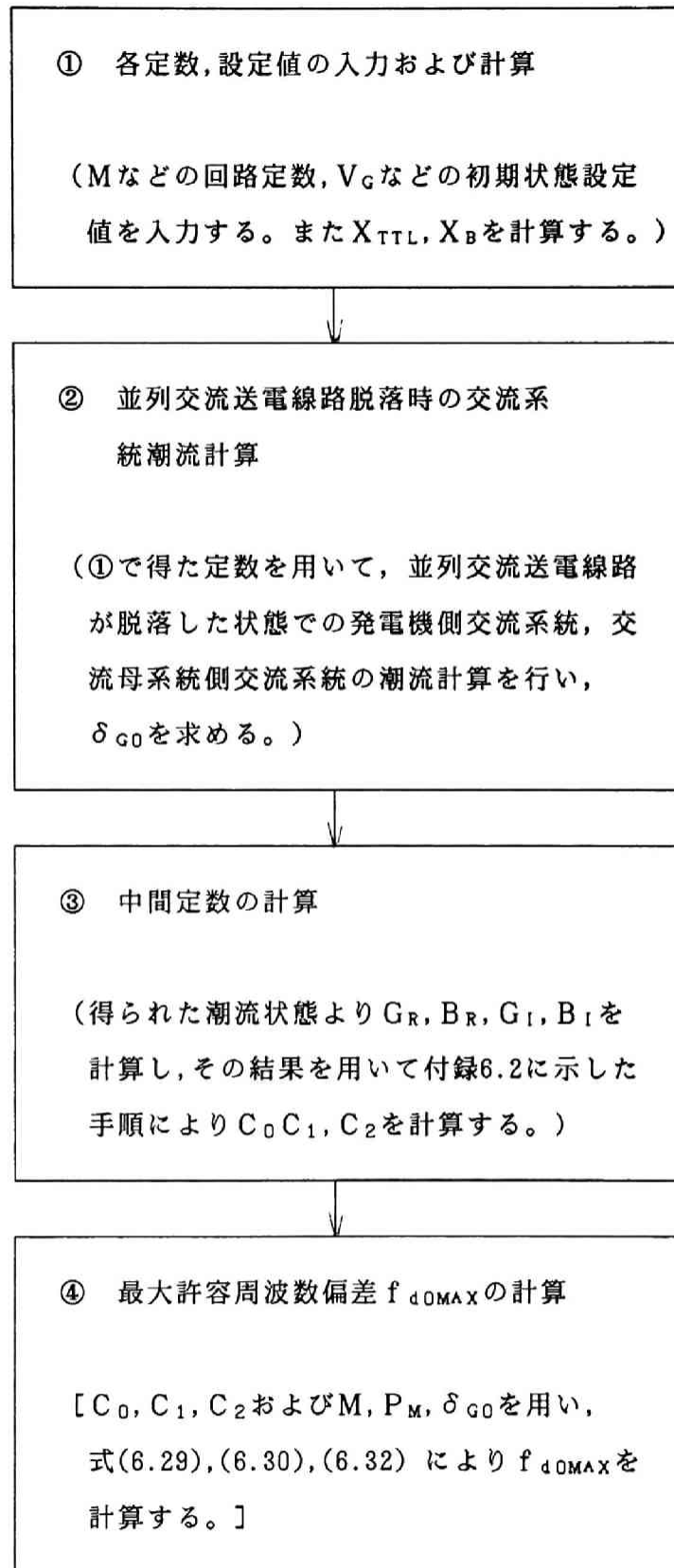


図6.9 最大許容周波数偏差 f_{d0MAX} の計算フローチャート
(系統インピーダンスを考慮した場合)

④では、③で求めた諸定数の値を用いて、式(6.29)，(6.30)，(6.32)により f_{dOMAX} を計算する。

6.4.3 解析対象モデル系統に対する簡易再連係可否判別法の適用

前項(1)において、系統インピーダンスを考慮した場合の簡易再連係可否判別式が導出されたので、この式を解析対象モデル系統に適用して、同系統における再連係について吟味する。本節で行う上記判別法の検証に用いた解析対象モデル系統の等価回路の諸定数を表6.3に示す。なお、同解析対象モデル系統は6.6節で説明する電力系統シミュレータによる検討で用いるものと同一である。

表6.3 簡易再連係可否判別法(2)の妥当性の検証に用いた解析対象モデル系統の等価回路の諸定数

(pu値表示：基準定格電力4KVA，交流系統定格線間電圧実効値220V

交流系統定格周波数60Hz，直流系統定格電圧167V)

[発電所]

発電機

$$X_d' = 0.386$$

回転運動系

$$M = 8.6(s)$$

[順変換所]

順変換器

$$B_c = 0.3 \text{ (逆変換所も同じ)}$$

[順変換所側交流系統]

$$X_{TG} = 0.05, X_1 = 0$$

[並列交流送電線路]

$$X_2 = 0.932$$

[交流母系統]

$$X_3 = 0.117, X_4 = 0.05$$

[初期運転状態における変数の値]

$$V_G = 1.1, V_B = 1.0, P_R = 0.60, Q_R = 0.20, P_I = 0.54$$

$$Q_I = 0.20, T_M = 0.60$$

同表に示す初期運転状態とは数値計算における初期状態，すなわち図6.8において並列交流送電線路TL₅のトリップの原因となる線路故障が発生する前の状態である。同状態において $P_R > P_I$ であるのは，直流送電系の送電損失のため順変換所から送電される電力より逆変換所で受電される電力の方が小さくなるためである。

まず，図6.10に δ_G に対する P_G ， v_R ， v_I の変化を示す。同図の計算には，表6.3の諸定数を用いている。この場合式(付6.1.10)により， $C_0 = 0.37 \text{ pu}$ ， $C_1 = 0.081 \text{ pu}$ ， $C_2 = 0.73 \text{ pu}$ となった。

また，図6.11に， T_M に対する f_{d0MAX} の変化を示す。 P_R が大きい程，同じ T_M でも f_{d0MAX} が大きくなるのは6.3節の簡略等価回路による検討で説明したように等価機械入力 $P_m = T_M - P_R$ が小さくなるためと考えられる。同図には参考として， $P_m = 0$ とした場合の f_{d0MAX} を点A，点Bを通る破線で示しているが，この破線は図6.6の場合と異なり右下がりになっている。これは，本節で考慮した X_{TTL} ， X_B による影響と考えられる。

再び図6.10に戻って v_R ， v_I について考察すると， δ_G が大きくなると v_R ， v_I が低下することがわかる。このような変換所地点での交流電圧低下は第2章で検討したよう

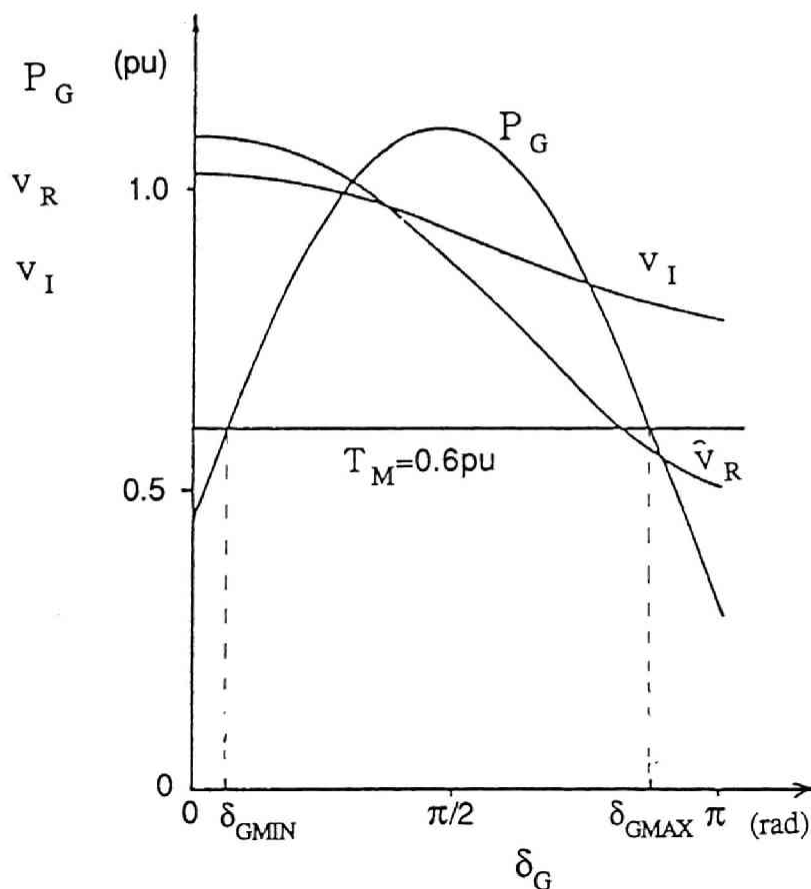


図6.10 δ_G に対する P_G ， v_I ， v_R の変化

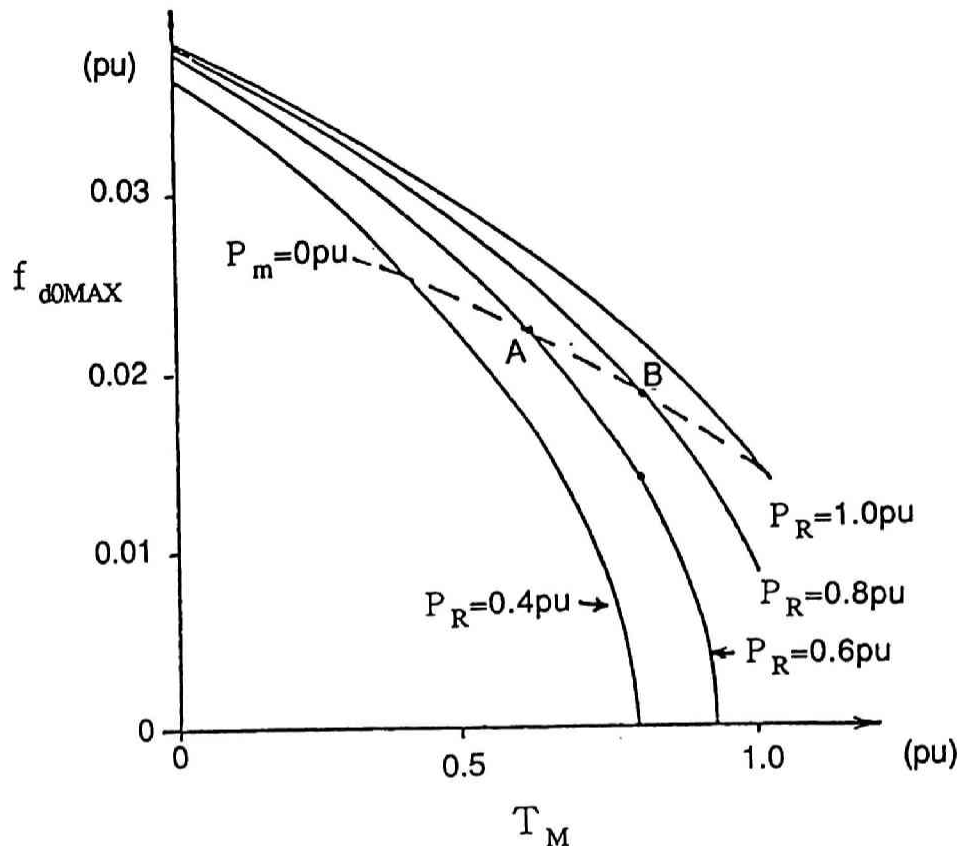


図 6. 1 1 発電機機械入力 T_M に対する最大許容周波数偏差 f_{d0MAX} の変化
(系統の諸定数を考慮した場合)

に変換器の転流失敗等を生じさせる恐れがある。従って、 f_{d0} は $f_{d0} < f_{d0MAX}$ を満足するだけでなく、 δ_G をなるべく小さくして再連係を行うのが望ましいことが明らかにされた。

6. 5 高速再連係装置 (FRC) に必要な諸機能

交直並列送電系統において、故障除去のために遮断された並列交流送電線路を速やかに再接続するために解決すべき課題のうち、第 1 の課題について検討し、簡易再連係可否判別法を導出した。しかし、実際の高速再連係装置 (FRC) を開発するには、第 2, 第 3 の課題を解決する必要がある。以下 6. 5. 1 項, 6. 5. 2 項で FRC に必要な諸機能について説明する。

6. 5. 1 電力変調機能

(1) 電力変調機能の必要性

第 2 の課題は電力動揺の抑制である。電力動揺の抑制がなぜ必要であるか再び図 6. 2 に示した簡略等価回路を用い、具体的に説明する。簡略等価回路を用いた図 6. 7 の計算

では、再連係後も $P_R = 0.65 \text{ pu}$ で一定としたが、この値は、並列交流送電線路遮断時に、その遮断で失われた交流送電電力を補うために、故障発生後、それまでの $P_R = 0.40 \text{ pu}$ から 0.65 pu に一時的に増加されたものである。再連係後は、元の値に戻す必要がある。

図6.12は並列交流送電線路 TL_5 を再連係するまでは図6.7と同じであるが、再連係と同時に、 P_R を1 s間で 0.65 pu から 0.40 pu に直線状に減少させた場合の計算結果を示している。この場合、 δ_G の変化をみると連係直後 δ_G は増加して行くが、 $t = 9.9 \text{ s}$ で減少に転じており、再連係が成功していることを示している。しかし $t = 10.4 \text{ s}$ で最小値になり再び増加し、 $t = 11.6 \text{ s}$ で、 $\delta_G = \pi$ に至り、その直後、 $-\pi$ に急変している。 δ_G の変化範囲は $-\pi$ から π であるのでこのようになるが、実際の現象としては、発電機回転子が加速されて δ_G が増加し π を越えてさらに増加していることを表すものであり、発電機が同期状態を逸脱し脱調現象を起こしていることを示している。脱調後は発電機は隣接交流系統と同期をとることができず、 f は再連係以前の直流系統単

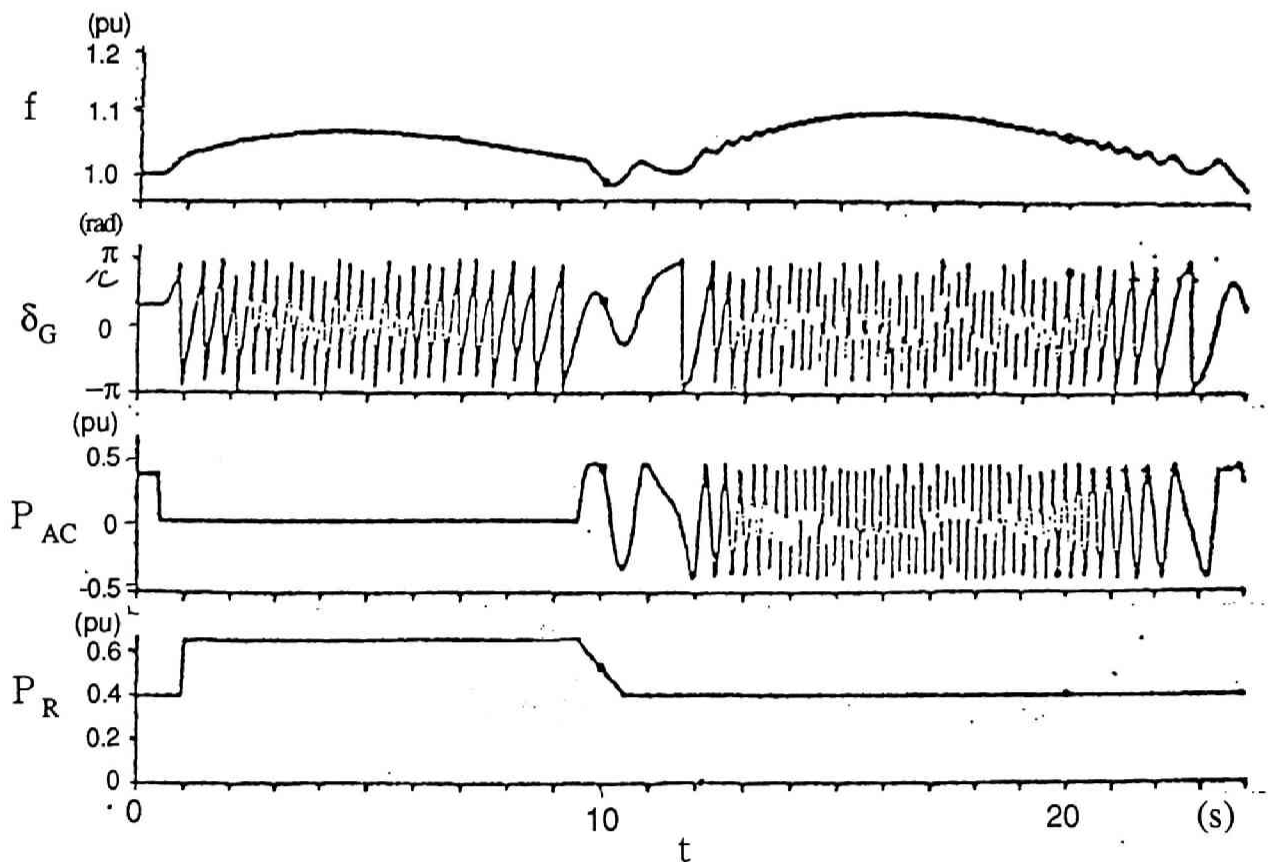


図6.12 再連係時の数値計算結果（簡略等価回路の場合）
 （再連係後 P_R を 0.4 pu に戻した場合）
 （定数設定、初期設定：図6.7と同じ）

独運転期間の場合より大きくなり、また、 P_{AC} は激しく変動する。その後、発電機の調速機の働きで f は低下するが、それ以前に P_{AC} の変動により、系統保護のため CB_1 が再び遮断される。従って、並列交流送電線路を再連係すると同時に P_R を 0.65 pu から 0.40 pu に直線状に減少させるという手法では、直流送電電力を元の 0.4 pu に戻せないことがわかる。以下この原因と対策について検討する。

図6.13に示す δ_G に対する P_{AC} の変化と図6.12を用いて検討する。仮定(1)より $P_m = T_M - P_R = 0\text{ pu}$ と近似する。図6.12の計算結果を見ると、 δ_G はほぼ $\delta_G = \pi/2$ のところでピークに達し減少に転じている。そして $t = 10.4\text{ s}$ で最小値 $\delta_G = -0.91$ となり(図6.13の点D)、再び上昇する。一方、 T_M は応答が遅く、再連係後数秒間を考えた場合、 0.65 pu のままであるとしてよいので、再連係後 P_R が 0.65 pu から 0.40 pu に急減した場合、 $P_m = T_M - P_R$ は、 0 pu から 0.25 pu に変化する。従って、点Dにおいては、加速トルクに対応する電力 $P_a = P_m - P_{AC}$ は非常に大きな値となり、 $P_a = P_m - P_{AC} = 0\text{ pu}$ となる点A'まで発電機の回転子は加速されることになるので ω_d は増加し、その点を過ぎると ω_d は減速することになる。しかし、点A'までの加速が大きいのので減速領域の限界点C'に至っても $\omega_d > 0$ で、そのまま脱調領域に入ってしまったものと考えられる。

このように、 P_R の変化により発電機回転子の脱調を引き起こした場合を述べたが、常にそうなるわけではない。例えば、図6.13において再連係後の動揺が収束し、 $P_m =$

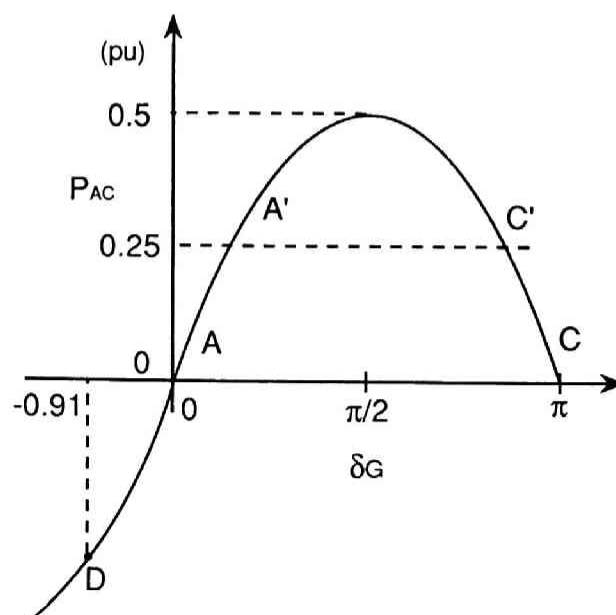


図6.13 δ_G に対する P_{AC} の変化

0 pu, $\delta_G = 0$, $\omega_d = 0$ となった時, すなわち点 A の状態にある時, P_R を 0.65 pu から 0.40 pu に変化させたとなると, 加速は, 図 6.13 の点 A から A' の範囲であるので点 A' における ω_d は小さく, 点 C' に至る前に $\omega_d = 0$ となり, δ_G は再び減少し, 最終的には点 A' で安定すると考えられる。従って, 再連係後の δ_G 動揺を急速に収束させた後 P_R を変化させれば, 脱調に至ることなく P_R を故障発生以前の値に戻すことができる。

このような理由から, 高速再連係装置 FRC は, 電力および位相の動揺抑制に効果があることが知られている⁽⁷⁸⁾⁽⁷⁹⁾ 電力変調機能を持ち, その出力信号により直流送電系統を制御する必要がある。

(2) 電力変調回路の設計と効果の検討

上述したように δ_G , P_{AC} の動揺を速やかに収束させるには P_{AC} を検出し, その変化により直流送電電力を変化させる電力変調が効果的であるので, 高速再連係装置 FRC に電力変調回路を設けた。図 6.14 に電力変調回路に関する伝達関数ブロック線図を示す。同図において, A, B が電力変調回路の伝達関数を表わすブロックで, A は第 5 章で説明した高域ろ波器で T_{RP} はその時定数, B は第 4 章で説明した一次遅れ要素で K_{FP} , T_{FP} はそれぞれ利得と時定数である。また, C は FRC の電力変調回路から順変換所 DCS_R の制御回路に入力される信号 ΔI_{ordr} の値を一定範囲に制限するリミッタ, D は順変換器の特性を表わすブロックで, $G_{DC}(s)$ はその伝達関数である。

次に i_{PM} は一次遅れ要素 B から出力される電力変調のための信号, i_{AFR} は後述する FRC の周波数制御回路の出力である。そして $i_{PM} + i_{AFR}$ がリミッタの制限範囲 $[-I_{lim}, I_{lim}]$ 内にあれば, $\Delta I_{ordr} = i_{PM} + i_{AFR}$ となる。リミッタの制限値 $\pm I_{lim}$ を越えれば $\Delta I_{ordr} = I_{lim}$ または $-I_{lim}$ となる。 ΔI_{ordr} に対する P_R の応答時間は動揺の周期に比べると非常に短いので, 本章の検討においては瞬時に応答していると仮定することが

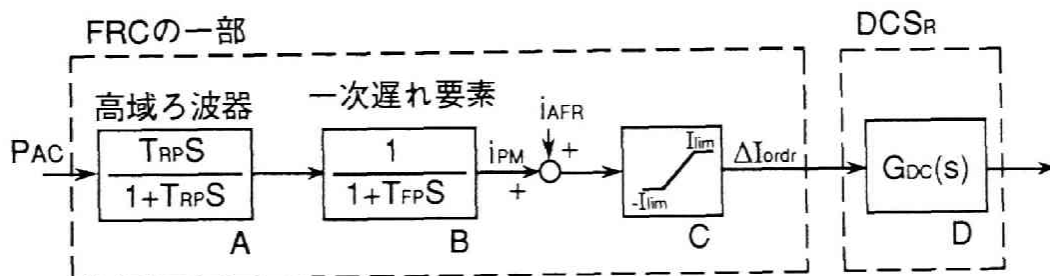


図 6.14 電力変調回路の伝達関数モデルブロック図

でき、さらに、電力をpu単位法で表しているので、利得は正規化して扱うことができるので計算ではこの伝達関数 $G_{DC}(s) = 1$ としている。同図の電力変調回路の伝達関数は、第5章で検討した電力系統安定化のための無効電力補償装置 (SVC) の制御回路の伝達関数と同形である。これは、どちらも交流電力系統の電力動揺を抑制することを目的としているためである。単に、電力動揺を抑制させるために操作するものが、第5章では系統に並列接続された SVC の無効電力であり、本章では P_R であることが異なるだけである。なお、変調回路の定数設定手法は、第5章で詳しく説明しているのでここでは省略する。

表6.4に、図6.2に示した簡略等価回路を対象として設計した電力変調回路の設定値を示す。ここで利得 $K_{FP} = -0.5$ と負の値を設定しているので、 P_{AC} が増加するとやや遅れて P_R が減少することになり、逆に P_{AC} が低下すれば P_R が増加することになる。発電機出力 $P_G = P_{AC} + P_R$ であるので、 P_G の変化は、 P_R の変化と P_{AC} の変化が相殺することにより、 P_{AC} の変化より小さくなる。 P_G の変化が発電機の回転子の加速、減速を招来し、それが δ_G の動揺をもたらすのであるから、 P_G の変化が抑制されれば、 δ_G の動揺も抑制されることになる。

図6.15に、電力変調回路を付加した場合について、図6.12におけると同一条件に対する f 、 δ_G 、 P_{AC} 、 P_R の数値計算結果を示す。この場合は、再連係時の動揺が急速に減少しているので、発電機は脱調に至ることもなく、 P_R の減少が安定に実現できており、また、各変数の動揺も2～3s程度で減衰しており、電力変調回路の効果が大きいことが確認できる。

6.5.2 再連係時の遮断器の予測投入機能

電力系統に用いられる大容量の遮断器は、通常100～200ms程度の動作遅れ時間 T_d がある。しかし、従来、発電所の発電機を系統に結合する時に用いられる連係装置は、発電機回転子角周波数編差 ω_d が十分小さくなり（概ね0.0017pu=0.1Hz程度）、かつ、遮断器の両端の電圧の位相差が0となった時に遮断器に投入指令を出力するように設計さ

表6.4 再連係装置の電力変調回路の設定値（簡略等価回路を対象とした場合）

| |
|---|
| $T_{RP} = 5.0 \text{ s}, K_{FP} = -0.5, T_{FP} = 0.3 \text{ s}, I_{lim} = 0.17$ |
|---|

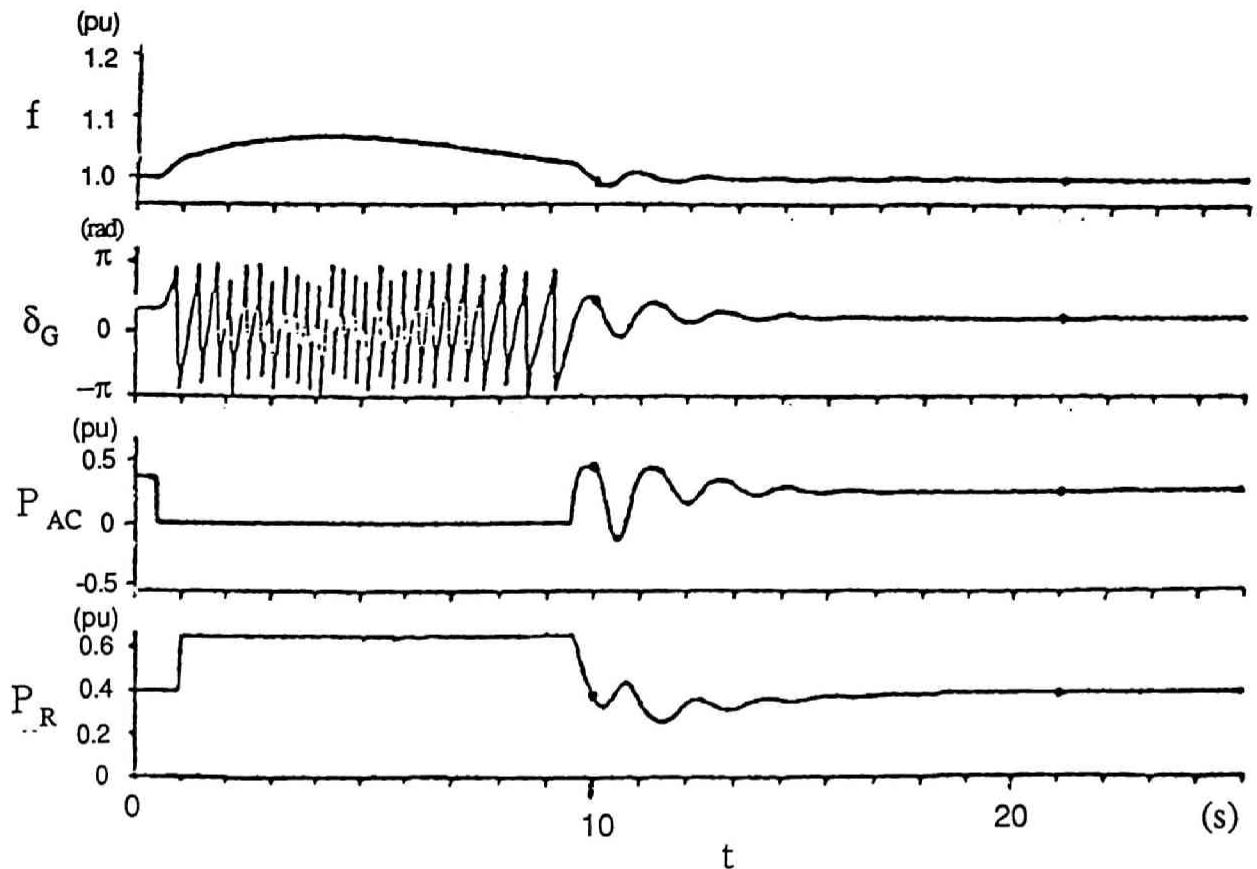


図6. 15 再連係時の数値計算結果（簡略等価回路の場合）

（再連係後 P_R を 0.4 pu に戻した場合）

（電力変調有り，定数設定： $K_{FP} = -0.5 \text{ pu}$ ）

（初期設定：図6. 7と同じ）

れていたもので， T_d により，大きな投入位相誤差を生じることには少なかった。高速再連係の場合は， ω_d （本解析対象モデル系統では ω_d はpu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 f_d と等しいので以後 f_d を用いる）が従来より相当大きい状態で遮断器を投入することになるので T_d による投入位相誤差が問題になる。今， $f_d = 0.0167 \text{ pu} = 1.0 \text{ Hz}$ であるとする， $T_d = 150 \text{ ms}$ で $0.94 \text{ rad} \approx 54^\circ$ の位相誤差が生じる。従って，遮断器の両端の電圧の位相差が0となる時間を予測し，その時間よりも T_d だけ早い時間に遮断器に投入指令信号を出す必要がある。以下図6. 1の遮断器 CB_1 の投入を例にとって予測投入方法を説明する。

図6. 16に CB_1 の両端の交流電圧の位相差 $\delta_{CB1} = 0$ となる時間近傍の位相差の変化を示す。今， $t = T_1$ で， $\delta_{CB1} = \delta_{CB10}$ であるとする。微小時間内では， δ_{CB1} はほぼ直線的に変化すると仮定できるので， $\delta_{CB1} = 0$ となる時間 T_c までの時間 $\Delta t = T_c - T_1$ は近似的に

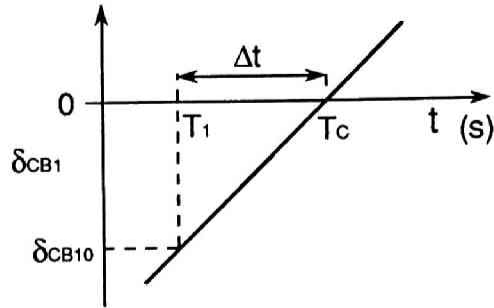


図6. 16 $\delta_{CB1}=0$ の近傍における δ_{CB1} の時間変化

$$\Delta t = -\delta_{CB10} / (d\delta_{CB1}/dt)_{t=T_1} \quad (6.33)$$

と表わされる。ここで

$$(d\delta_{CB1}/dt)_{t=T_1} = 2\pi f_0 (f_d)_{t=T_1} \quad (6.34)$$

従って、 $t = T_1$ における f_d と δ_{CB1} を検出し、式(6.33)、(6.34)で Δt を計算し、 $\Delta t = T_d$ となった時遮断器 CB_1 の投入信号を出せば、適切な再連係ができる。

6. 6 電力系統シミュレータによる簡易再連係可否判別法(2)の妥当性とFRCの諸機能の検討

本節では、再連係可否判別法及び直流送電系統の電力変調機能、遮断器の予測投入機能を検証するため、実際にFRCを試作し、電力系統シミュレータと組み合わせて実験を行う。

6. 6. 1 電力系統シミュレータの構成とFRCの試作

[電力系統シミュレータの構成]

図6. 17に図6. 1に示した解析対象モデル系統に対する電力系統シミュレータの構成を示す。図6. 17においては、原動機PMは直流電動機で、また調速機GOVはサイリスタレオナード装置で模擬している。また、 ω はpu単位による発電機回転子角周波数、

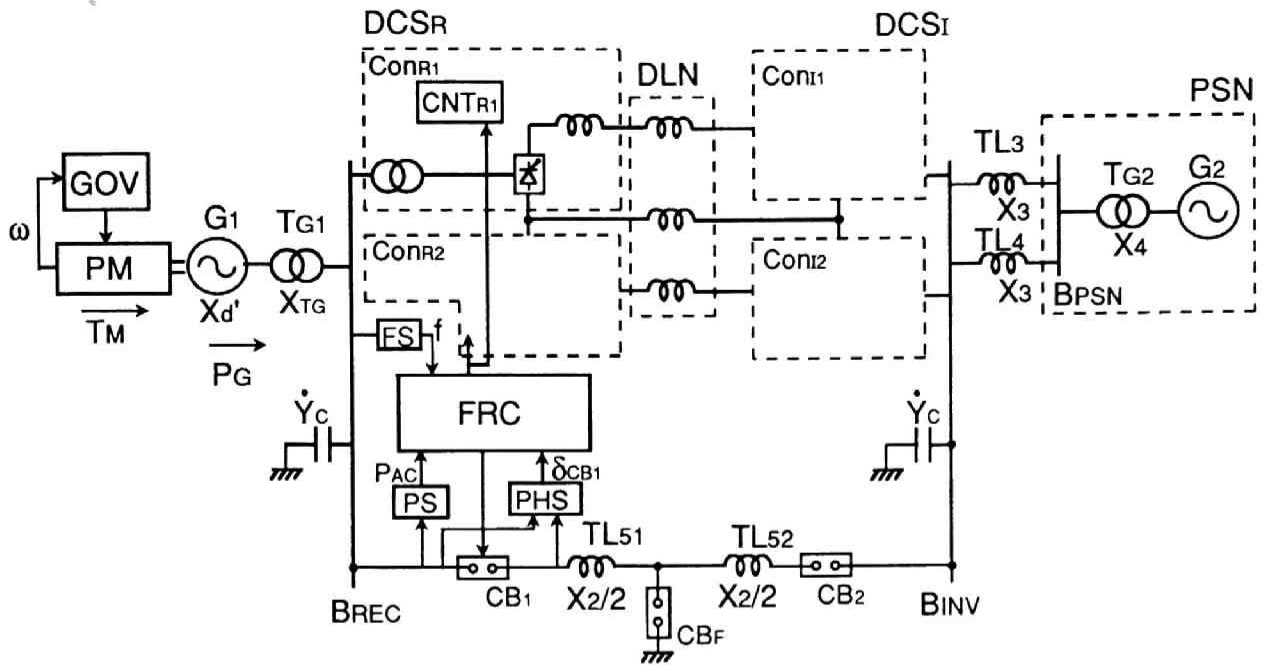


図 6. 17 電力系統シミュレータの構成

T_M はPMからの発電機機械入力トルク、 G_1 は発電機、 X_d' は G_1 のd軸過渡リアクタンス、 T_{G1} は昇圧変圧器、 X_{TG} は T_{G1} の漏れリアクタンス、 P_G は発電機出力である。図6. 1で示した順変換所側交流送電線路 TL_1 、 TL_2 は省略しているので、図6. 8の X_{TTL} は $X_{TTL} = X_d' + X_{TG}$ となる。また、 B_{REC} は順変換所用母線、 $CONR1$ 、 $CONR2$ は順変換所の変換装置、 $CONI1$ 、 $CONI2$ は逆変換所の変換装置である。 $CONR1$ において、 $TR1$ はY-Y結線の変換器用変圧器、 $REC1$ は順変換器、 DCL は平滑用リアクトル、 $CNTR1$ は $REC1$ 用点弧制御回路、 i_{dc} は平滑用リアクトル DCL の電流、 v_{dr} は順変換所側直流電圧、 \dot{Y}_c は順変換所、逆変換所の調相設備のアドミタンスである。なお、詳しい説明は省略するが、 $CNTR1$ は i_{dc} 、 v_{dr} を入力し、その値が設定した値になるように変換器の各サイリスタの点弧信号を発生する。 $CNTR1$ には、 Δi_{ordr} を入力し、その値により、 i_{dc} を変化させる機能がある。

通常、 $CONR1$ 、 $CONR2$ は定電流制御、 $CONI1$ 、 $CONI2$ は定電圧制御を行っている。直流電圧は $CONI1$ 、 $CONI2$ の制御で定格値に保たれているので、 Δi_{ordr} を変化させれば、それに比例して直流送電電力、すなわち順変換所の変換器が受電する電力 P_R も変化することになる。なお、 $CONR2$ 、 $CONI1$ 、 $CONI2$ の構成は $CONR1$ と同じであるので省略した。また、 DLN は直流送電線路でそのリアクタンスは並列交流送電線路のリアクタンス X_2 と等しいとした。解析対象モデル系統の DLN は3条の線路からなる

が、電力系統シミュレータの直流送電系統はDLNの1条を中性線として利用する金属帰路双極1回線系統である。B_{INV}は逆変換所用母線、TL₃、TL₄は交流母系統側交流送電線路、X₃はTL₃とTL₄のリアクタンスであり、またPSNは隣接交流系統で、変圧器T_{G2}と電圧源G₂で構成されている。電力系統シミュレータでは、隣接交流系統の内部リアクタンスX₄をT_{G2}の漏れリアクタンスで、電圧源G₂を線間電圧200Vの商用3相電源で模擬している。従って、図6.8で示したX_Bは $X_B = (X_3/2) + X_4$ となる。また、電力系統シミュレータでは、2個の交流送電線路TL₅₁、TL₅₂で並列交流送電線路を模擬しており、また両者によって有効電力P_{AC}を送電している。TL₅₁、TL₅₂のリアクタンスをそれぞれ、X₂/2としているので、並列交流送電線路のリアクタンスはX₂となる。CB₁、CB₂は並列交流送電線路を遮断する遮断器、 δ_{CB1} はCB₁の両端の電圧の位相差、CB_Fは故障発生用遮断器で、CB_Fを閉じることで故障発生を模擬している。FRCは高速再連係装置で、f、P_{AC}、 δ_{CB1} を入力し、CB₁の投入信号と、 Δi_{ordr} を出力する。PHSは位相差検出器、FSは周波数検出器、PSは電力検出器である。なお、電力系統シミュレータの諸定数は原則として表6.3に示した解析対象モデル系統の諸定数と同一にしている。

次に、図6.18にGOVとPMを総合した発電機速度制御系の伝達関数ブロック図を示す。同図において、 ω はpu単位による発電機回転子角周波数、 ω_{Gref} はGOVの角周波数設定値、T_Mは発電機機械入力トルクである。同図に示すように伝達関数を分母、分子がsの一次式、分母がsの2次式で分子が定数という2個の伝達関数で模擬した。

図6.19にFRCの機能検証実験における、各遮断器の動作シーケンスを示す。同図では、遮断器の状態を、閉路状態を高、開路状態を低という2つの値で示している。例えば、CB_Fはt=0において値が低から高に変化している。これはCB_Fが投入されたことを示す。CB_Fの投入後0.1s、すなわちt=0.1sでCB₁、CB₂が開放される。CB_Fはt=0.2sで開放される。CB₂は開放後0.5s、すなわちt=0.6sで再び投入される。その後、再連係条件が満足されるとFRCよりCB₁閉路信号が出され、それからT_ds後に遮断器CB₁が投入され、系統は故障前の状態に復旧する。

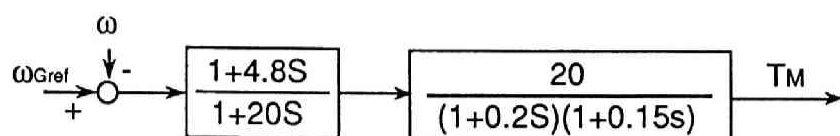


図6.18 発電機速度制御系の伝達関数モデルブロック図

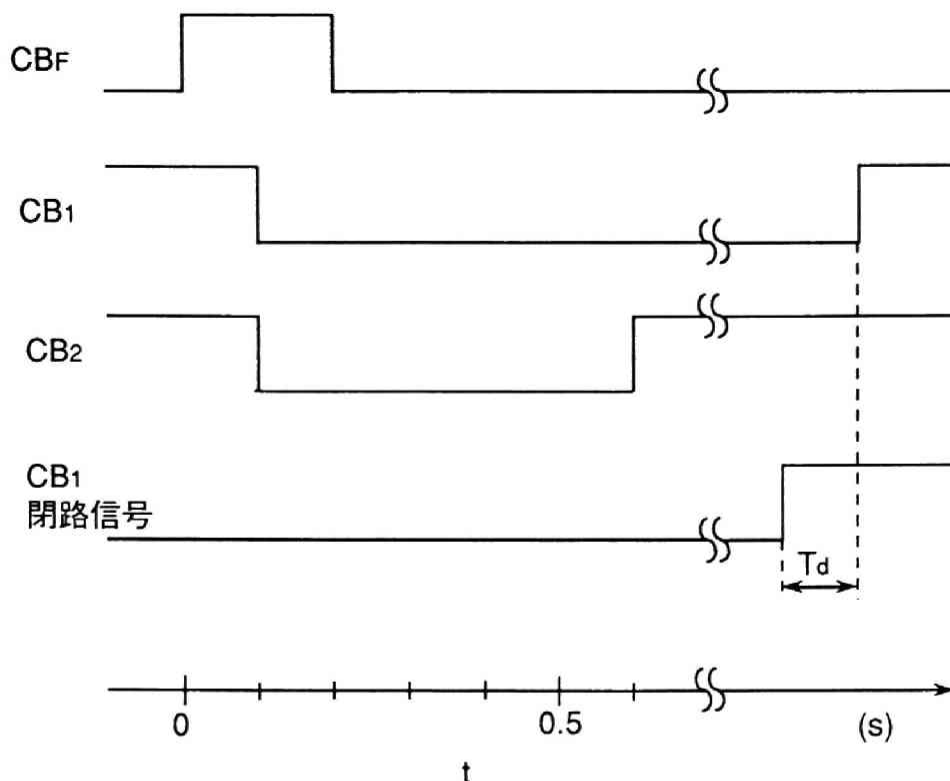


図 6.19 遮断器の動作シーケンス

〔FRC〕

図 6.20 に試作した FRC の伝達関数ブロック図を示す。同装置は、以下の 3 回路を備えている。

(1) 周波数制御回路：周波数上昇抑制機能

図 6.20 の A が周波数制御回路の伝達関数ブロックである。同回路は並列交流送電線路脱落時、発電機の周波数が上昇しないように直流送電電力すなわち順変換所の変換器が受電する有効電力 P_R を上昇させる機能をもっている。本章の研究では特性が一次遅れ伝達関数で模擬できる回路を用いている。同図において、 f は pu 単位による順変換所側交流系統の周波数、 i_{AFR} は周波数制御回路の出力、 K_{FF} 、 T_{FF} はそれぞれ一次遅れ伝達関数の利得と時定数である。同回路の定数は並列交流送電線路が脱落した直流 1 回線送電時と交直並列送電時の 2 つの異なる運転状態のどちらにおいても安定に動作するように設定する。

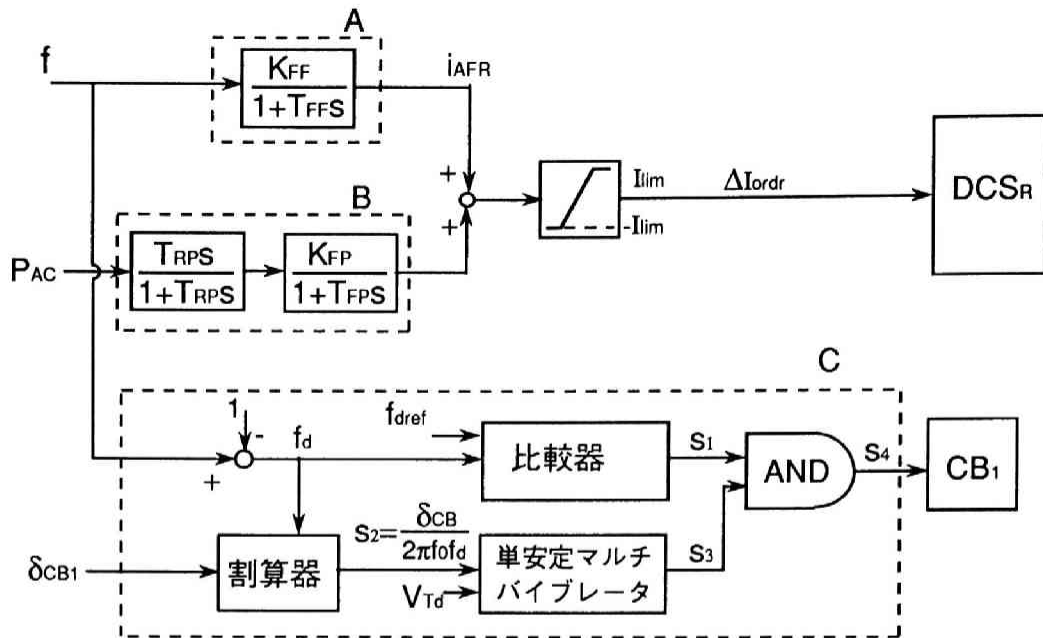


図 6.2 0 F R C の伝達関数モデルブロック図

(2) 電力変調回路：系統電力動揺収束機能

図 6. 2 0 の B が電力変調回路の伝達関数ブロックである。同回路は再連係後の電力動揺を速やかに収束させる機能をもっている。本章の研究では 6. 5. 1 項の (1) で述べたように高域ろ波器と一次遅れ要素で模擬できる回路を用いている。なお、同図の記号の説明は図 6. 1 4 の説明と重複するので省略する。

(3) 高速再連係信号発生回路：遮断器 C B₁ 制御機能

図 6. 2 0 の C が、高速再連係信号発生回路の伝達関数ブロックである。同回路は、 $f_d = f - 1$ を計算する減算器、比較器、AND 回路、単安定マルチバイブレータで構成され、 f_d が再連係可能な範囲になったことを判断する機能と C B₁ の動作遅れを考慮して投入信号を出力する機能を持っている。同図において f_{dref} は周波数偏差基準値、 V_{Td} は単安定マルチバイブレータの入力の 1 つで T_d に対応する比較基準電圧、 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 はそれぞれ比較器、割算器、単安定マルチバイブレータ、AND 回路の出力である。なお、 s_4 が C B₁ 閉路信号になる。

図 6. 2 1 に図 6. 2 0 の高速再連係信号回路 C の各点の信号、すなわち f 、 s_1 、 δ_{CB1} 、 s_2 、 s_3 、 s_4 の変化と C B₁ の開閉状態を示している。以下図 6. 2 0、図 6. 2 1 を用いて高速再連係信号発生回路の動作を説明する。

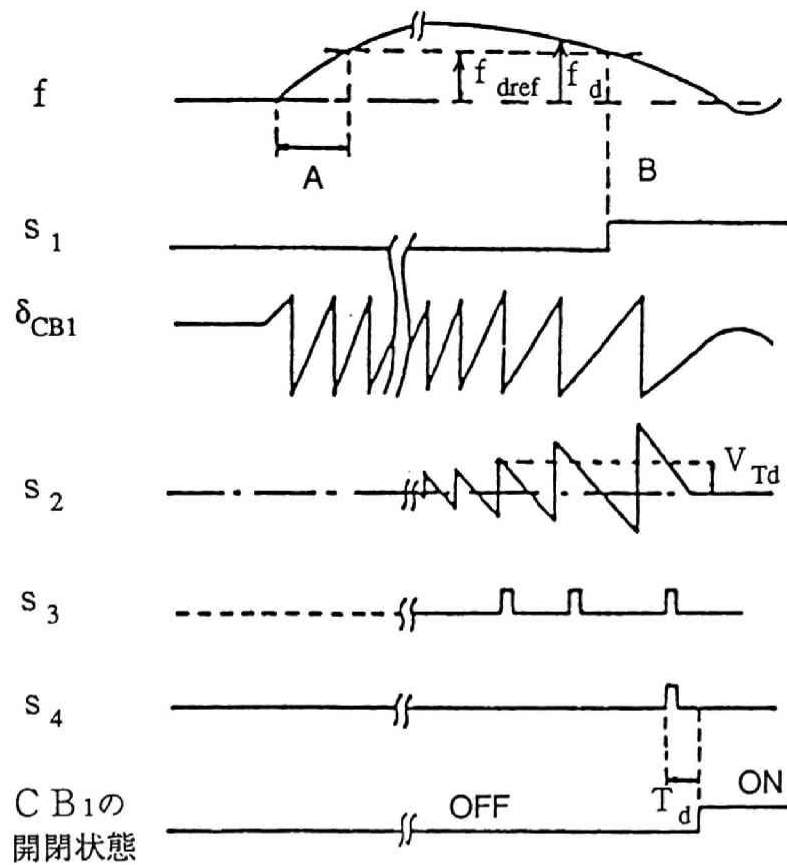


図 6. 2 1 高速再連係信号発生回路の信号変化

まず, 比較器は f_d が最大許容周波数偏差 f_{dMAX} 以下であるかどうかを判定するもので, f_{dref} と f_d を比較し, $f_d < f_{dref}$ となった時, 出力 s_1 を高レベルにする。従って, 目的からすれば $f_{dref} = f_{dMAX}$ と設定すれば良いが, 実際には余裕を持たせるため, f_{dref} は f_{dMAX} よりやや小さい値に設定する。 $f_d < f_{dref}$ となる期間は, 図 6. 2 1 の f の変化に付記したように故障直後の期間 A と一旦 f_d が上昇した後低下した後の期間 B の 2 つがあるが, 期間 A ではまだ発電機の機械入力 that 十分絞られていないので遮断器を投入して連係しても再び脱調してしまい安定な再連係ができないのでその期間には s_1 が高レベルにならないように比較器を改良している。次に, 割算器は何 s 後に $\delta_{CB1} = 0$ となるかを示す信号 s_2 を出力する。 s_2 の大きさは, 現時点から $\delta_{CB1} = 0$ となるまでの時間 T_c に対応する。単安定マルチバイブレータは $s_2 < V_{Td}$ となった時出力 s_3 を高レベルにし, 一定期間高レベルに保った後, 低レベルに戻す。AND 回路は s_3 と s_1 がどちらも高レベルとなった時点で出力 s_4 を高レベルにする。 s_4 が CB_1 の投入信号となる。これにより,

遮断器 CB_1 は、投入信号発生時間から動作遅れ時間 T_d だけ遅れた時間に、 $\delta_{CB1} = 0$ の状態で閉じられる。

6. 6. 2 FRC の諸機能の検証実験結果

本項では、前節における解析結果を、前項で説明した電力系統シミュレータによる実験結果によって検証する。ここでは、FRC の定数設定値は電力系統シミュレータを対象として改めて計算し、得られた定数設定値を表 6. 5 に示す。なお、実験ではケース毎に定数を変化させているが、その定数については各実験結果の図説に示すことにする。

表 6. 5 FRC の定数設定値（電力系統シミュレータ用）

$$\begin{aligned} K_{FF} &= 10, T_{FF} = 0.13(s), T_{RP} = 10(s), K_{FP} = 0.93 \\ T_{FP} &= 0.28(s), I_{lim} = 0.17, T_d = 0.15(s) \\ f_{dref} &= 0.017 \end{aligned}$$

（１）周波数上昇抑制、系統電力動揺収束および遮断器制御機能の検証

図 6. 22 は周波数制御も電力変調制御もせず遮断器制御機能のみを行った場合のシミュレータ実験結果を示す。同図において、 f は pu 単位による順変換所 $DCSR$ 側交流系統の周波数、 δ_G は隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とする発電機 G_1 の回転子位相差、 P_{Ac} は並列交流送電線路 TL_5 で送電される有効電力、 P_R は順変換所 $DCSR$ の変換器が受電する有効電力である。再連係時に P_{Ac} が大きく変動することなく、予測投入方式により遮断器動作遅れ時間 T_d による投入位相誤差の問題が解決されていることが確認できる。また、再連係後の P_{Ac} の振舞も本章で検討したとおりのものであり、再び脱調することなく収束に向かっている。この結果より遮断器制御機能が良好に働くことが確認できた。さらに、本条で実施するすべての実験において遮断器制御機能が良好に働くことが確認されている。

なお、図からわかるように f は $1.1 \text{ pu} = 66 \text{ Hz}$ まで達しているが、 P_R は一定の値を維持している。この実験結果から周波数変動に対する直流送電系統の順変換所及び逆変換所の変換装置の正常動作維持能力が確認された。

従来、通常半導体電力変換装置は、周波数の安定した商用電源に接続されていたため、電源の周波数変動を考慮せずに設計されており、直流送電系統の変換器の制御装置も同じ

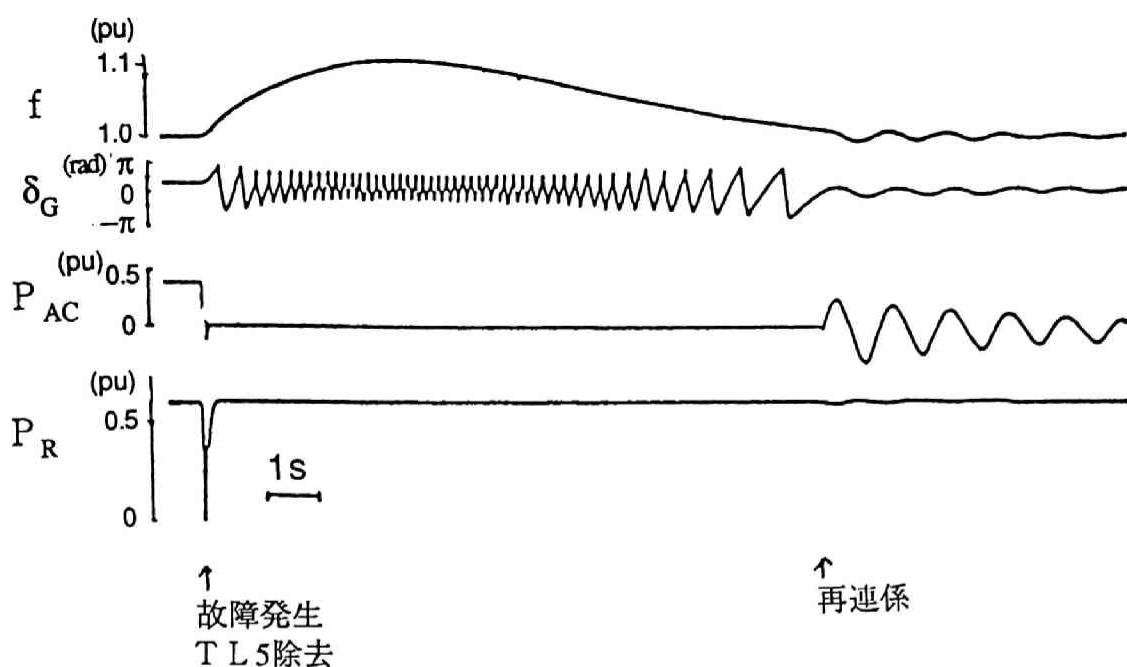


図 6.2.2 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御無し，電力変調制御無し)

(定数設定： $K_{FF}=0$ ， $K_{FP}=0$)

(初期設定： $P_{AC} = 0.4 \text{ pu}$)

設計が用いられていたため，当初，周波数が大幅に上昇した場合でも直流送電系が正常に動作するかどうか不明であった。高速再連係手法は並列交流送電線路脱落時においても直流送電系統が送電を続けられることを前提にしており，もし，周波数上昇により直流送電系統が運転不能になれば高速再連係手法そのものが成立しなくなる可能性があった。上記実験結果から， 1.1 pu という大巾な周波数上昇に対しても，その変化が緩慢であれば，変換装置の制御回路は十分応答でき，正常な動作を維持できることが明らかにされたので，本章で検討している高速再連係手法は十分実現性があることが確認できた。

図 6.2.3 は，周波数制御のみを行い電力変調制御を行わない場合である。この場合，並列交流送電線路 TL_5 が脱落し，周波数 f が上昇するとそれに応じて直流送電電力 P_R を上昇させるので，周波数 f の上昇量は， 0.08 pu まで抑制されている。実験では，再連係装置の周波数制御回路による直流送電電力制御量は直流送電系統の定格電力 2.4 KW の $\pm 17\%$ に制限している。この値は発電機定格電力 $P_{GRATE} = 4 \text{ KVA}$ の $\pm 10\%$ に相当する。 TL_5 が脱落すると P_{GRATE} の 40% の電力が送電できなくなるので，FRC の周波数制御だけでは，そのすべてを補償することはできない。周波数制御による直流送電電力

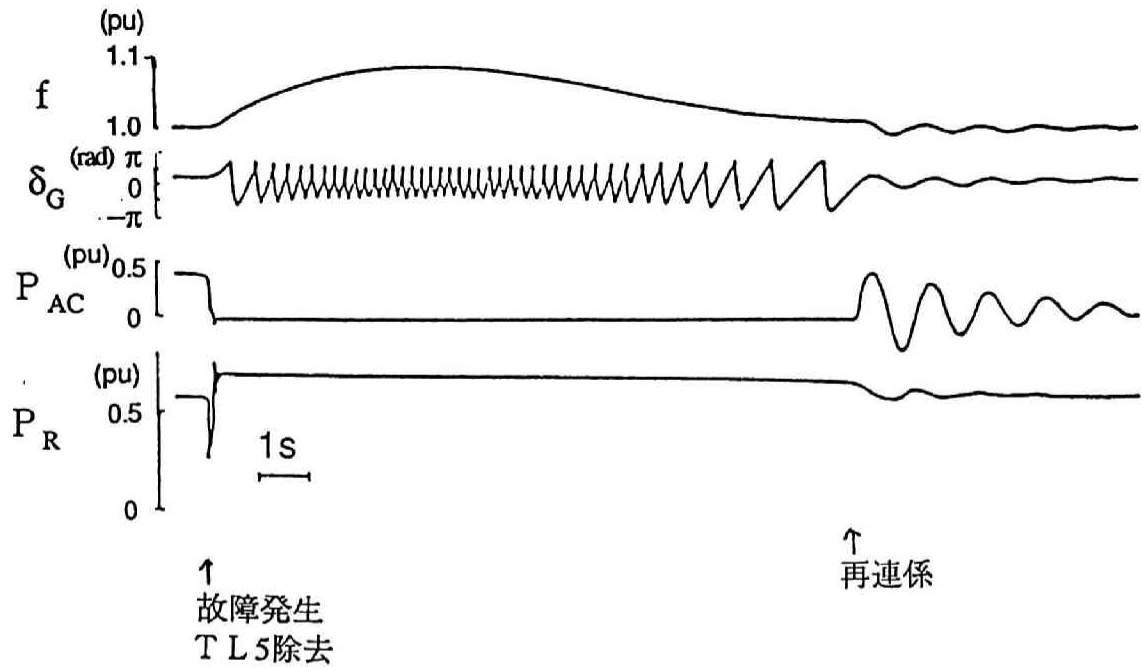


図 6.23 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御有り，電力変調制御無し)

(定数設定： $K_{FF}=0.17$ ， $K_{FP}=0$)

(初期設定： $P_{AC} = 0.4 \text{ pu}$)

制御量は TL_5 脱落后 100 ms 程度で制限値に達し， P_R は一定になる。従ってその後は调速機 GOV で T_M を抑制して f を制御することになるが， GOV は応答が遅く， f の変動が抑制されるまでに長時間を必要とする。また，再連係後の P_{AC} の動揺収束は，図 6.22 に示した制御のない場合と比較し，あまり改善されていない。

次に，図 6.24 に，周波数制御と電力変調制御を行った場合の結果を示すが，周波数抑制だけでなく，再連係後の P_{AC} 動揺収束も良好であることがわかる。動揺収束後 P_R は故障前の状態に戻るが， P_{AC} は故障前より小さい値になっている。これは，定常状態では $P_{AC}=T_M-P_R$ が成立するが，再連係後は T_M が GOV の働きで故障前より小さくなって P_{AC} が故障前より小さくなるためである。再連係後は f は定格値に維持されるので GOV も故障前の状態に徐々に戻り，それに従って T_M も P_{AC} も元の値に戻る。

上記諸例では， TL_5 脱落による喪失電力が FRC の周波数制御による直流送電電力制御量に比べて大きいため，周波数制御による再連係時間の短縮効果がはっきりしなかったもので，喪失電力を FRC の周波数制御回路で制御できる範囲すなわち， $P_{AC}=0.1 \text{ pu}$ として実験を実施した。

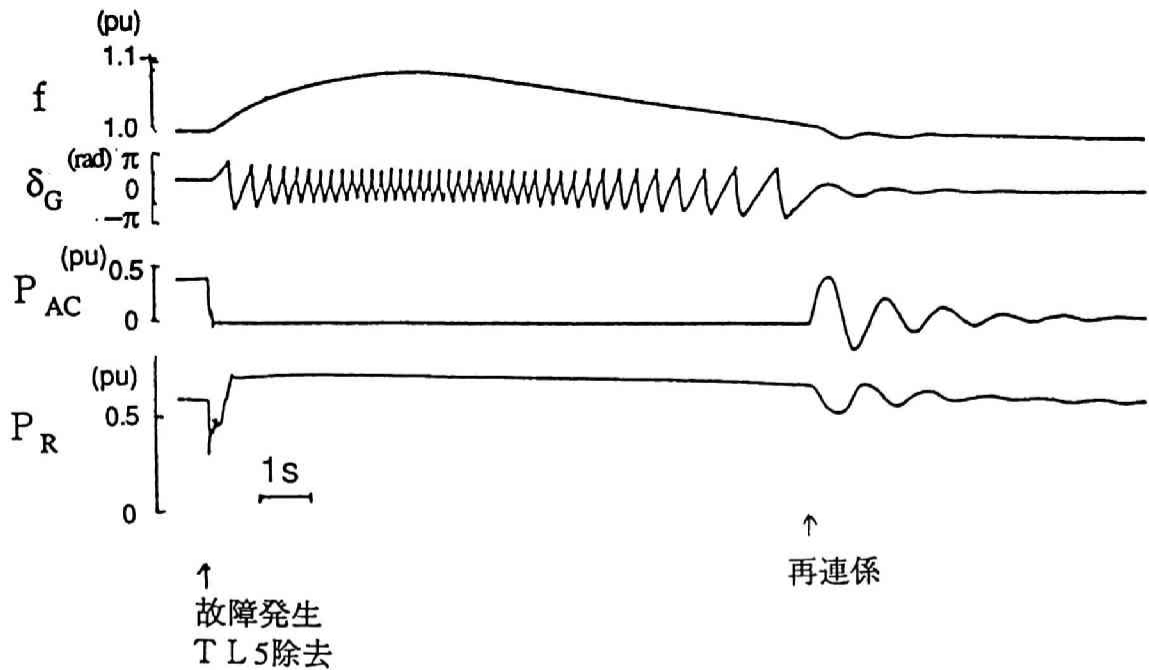


図 6.24 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御有り，電力変調制御有り)

(定数設定： $K_{FF}=0.17$ ， $K_{FP}=-0.93$)

(初期設定： $P_{AC} = 0.4 \text{ pu}$)

図 6.25 に $P_{AC}=0.1 \text{ pu}$ で周波数制御も電力変調制御も行わない場合の結果を示す。この場合，周波数 f が上昇しても直流送電電力 P_R は一定のままである。このため，図には示していないが，発電機の调速機 GOV で T_M を制御して f の抑制を図ることになるが，GOV の応答が遅いので，周波数上昇は 0.025 pu にまで達し，再連係には約 10 秒を必要としている。

これに対し，図 6.26 は周波数制御と電力変調制御を行った場合であり，周波数上昇は 0.008 に抑制されており，再連係は TL_5 脱落后約 4 秒で完了している。しかもこの場合 TL_5 脱落后における GOV による T_M の減少量も小さいので，図 6.24 で見られた再連係後の P_{AC} が故障発生前の値より小さくなる現象も改善されている。

上記したことから，周波数制御による直流送電電力制御量が並列交流送電線路の脱落による送電電力喪失を補うだけあれば，並列交流送電線路脱落時の周波数上昇を効果的に抑制でき，その結果，脱落から再連係までの時間を短縮できることがわかる。周波数制御による直流送電電力制御量を増加するためには直流送電系統の設備容量を増加させる必要があり，建設費用の上昇を伴うが，十分な制御量があれば，周波数上昇を短時間に抑制し，現在の交流 2 回線系統の高速再閉路と同程度の時間で脱落送電線路を再連係することも可能であると考えられる。

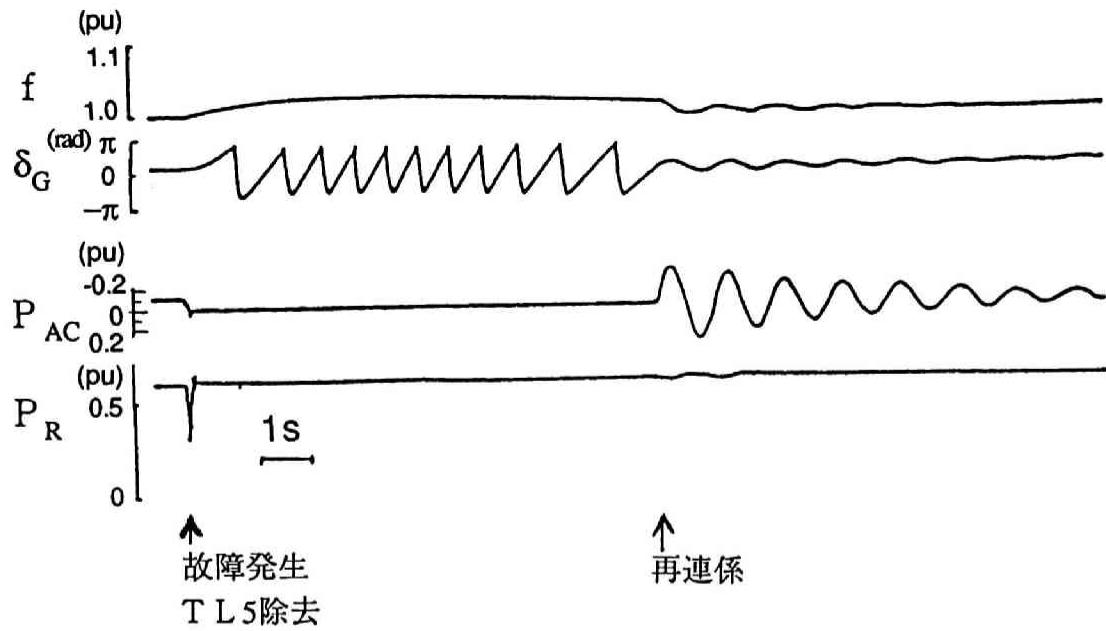


図 6.2 5 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御無し, 電力変調制御無し)

(定数設定: $K_{FF}=0$, $K_{FP}=0$)

(初期設定: $P_{AC} = 0.1 \text{ pu}$)

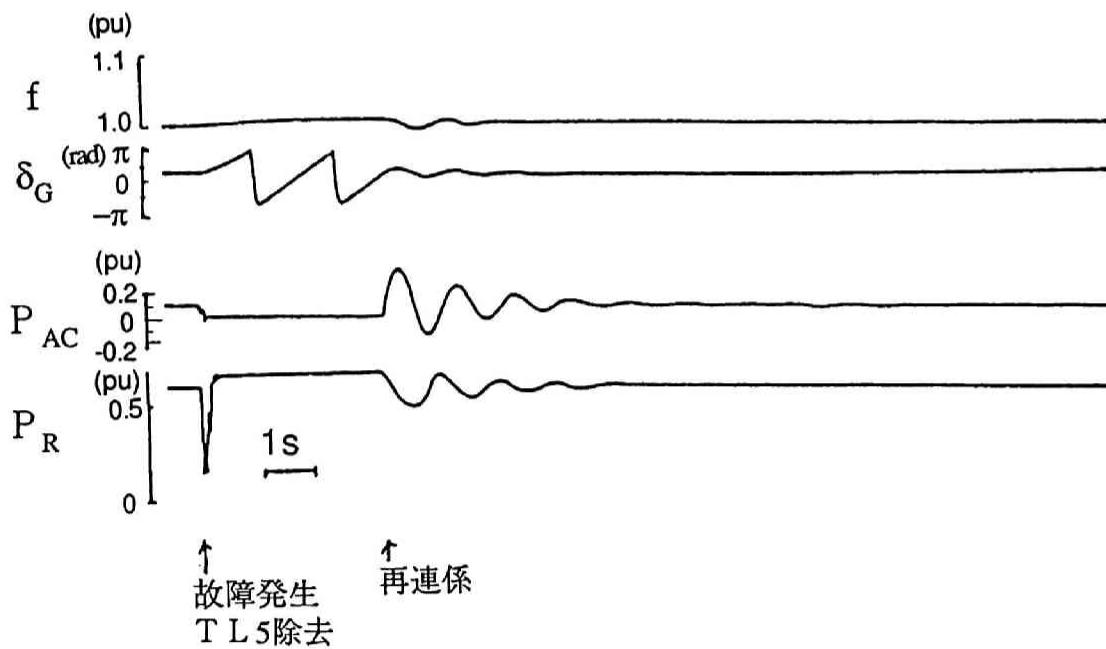


図 6.2 6 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御有り, 電力変調制御有り)

(定数設定: $K_{FF}=0.17$, $K_{FP}=-0.93$)

(初期設定: $P_{AC} = 0.1 \text{ pu}$)

(2) 再連係可能周波数偏差範囲の検討

最後に、図6.20のFRCの高速再連係信号発生回路の周波数偏差基準値 f_{dref} を大きくした場合のシミュレータ実験結果を検討する。

図6.27に $f_{dref}=0.025\text{pu}=1.5\text{Hz}$ とした場合のシミュレータ実験結果の1例を示す。6.4.3項で述べた解析結果では、 $T_M=0.60\text{pu}$ 、 $P_R=0.60\text{pu}$ とした場合 $f_{dMAX}=0.022\text{pu}$ であるので、 $f_{dref}=0.025\text{pu}$ とした場合は再連係失敗となると考えられるが実験では成功した。この原因としては、

① $f_d < f_{dref}$ となってから、実際に遮断器を同期投入するまでに時間がかかるのでその間に f_d が低下し、 $f_d < f_{dMAX}$ となった。

② 再連係可否判別法の前提として、 $T_M=P_R$ と仮定しているが、実際はGOVの働きで、 $T_M < P_R$ となっている。この条件では $P_m=T_M-P_R < 0$ となるので図6.4において $\delta_{GMAX} > \pi$ となり、減速領域が広がった。

などの点が考えられる。従って、 f_{dref} をある程度大きくしても再連係可能な場合もあることがわかる。しかし、図6.27の波形を詳細に見ると、再連係直後の期間Aにおいて

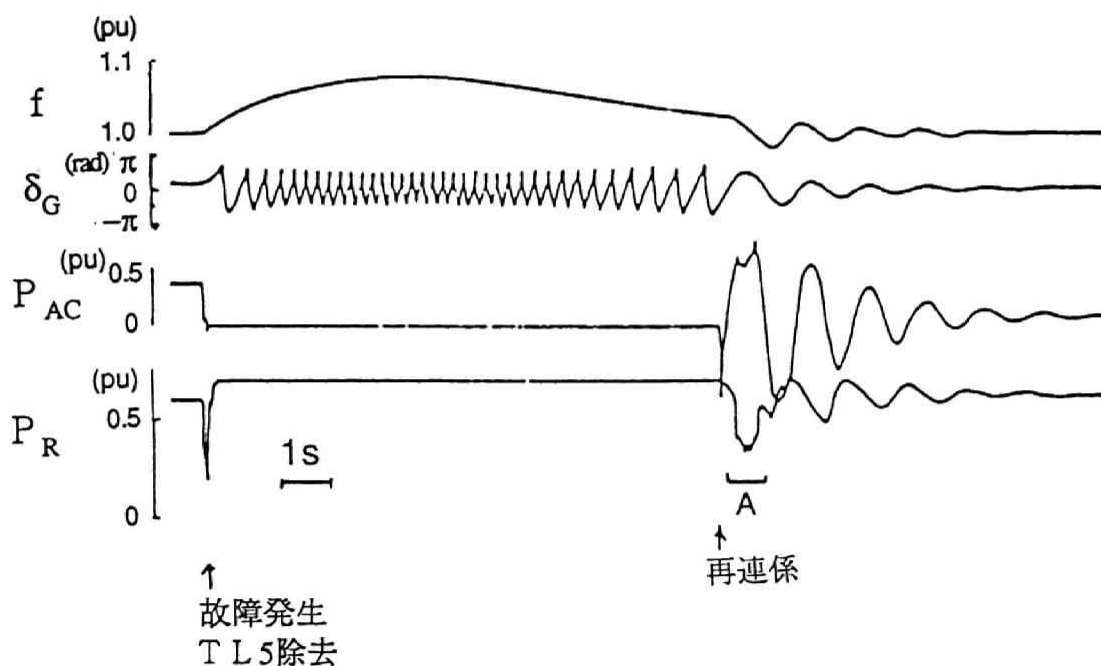


図6.27 再連係時の電力系統シミュレータ実験結果

(周波数制御有り，電力変調制御有り)

(定数設定： $K_{FF}=0.17$ ， $K_{FP}=-0.93$ ， $f_{dref}=0.025\text{pu}$)

(初期設定： $P_{AC}=0.4\text{pu}$)

P_{AC} と P_R に異常変動が見られる。以下図6.28に示す電力系統シミュレータの簡略等価回路を用いてこの現象を説明する。

図6.28において、 G_{REC} は順変換所側交流系統全体を表わす電圧源、 G_{INV} は逆変換所側交流母系統全体を表わす電源である。また、 DLN は直流送電線路、 TL_5 は並列交流送電線路、 DCS_R は順変換所、 DCS_I は逆変換所、 FRC は高速再連係装置、 DCL は平滑用リアクトル、 B_{REC} は順変換所用母線、 B_{INV} は逆変換所用母線、 P_R は順変換所の変換器すなわち順変換器が受電する電力、 I_{refR} 、 I_{refI} はそれぞれ DCS_R 、 DCS_I が設定している電流基準値、 f_{dref} は周波数偏差基準値、 V_R 、 V_I はそれぞれ B_{REC} 、 B_{INV} の電圧 \dot{V}_R 、 \dot{V}_I の大きさ、 i_{dc} は平滑用リアクトル電流、 v_{dr} 、 v_{di} はそれぞれ順変換所側、逆変換所側直流電圧、 δ_G は図6.17に示した隣接交流系統 PSN を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とする発電機 G_1 の回転子位相差である。

さて、 f_{dref} を大きくすると再連係時の周波数偏差 f_{d0} も大きくなり、再連係後の δ_G が大きくなって図6.10に示したように V_R が低下する。従ってこのままでは v_{dr} も低下してしまうので、 DCS_R は点弧角を小さくして v_{dr} を維持し、 i_{dc} を I_{refR} に維持しなければならないが、点弧角は一定の値以下にはできないので、 V_R の低下が大きいと点弧角制御による v_{dr} の維持が不可能になり v_{dr} が低下するので i_{dc} も低下する。一方、 DCS_I は通常 i_{dc} に無関係に v_{di} が一定になるように制御されているが、 i_{dc} が I_{refI} より小さくなると、制御モードが変化して $i_{dc}=I_{refI}$ となるように点弧角を制御する。これによって、 i_{dc} が I_{refI} 以下になることは防止されるが、通常 $I_{refI}=I_{refR}-0.1$ と

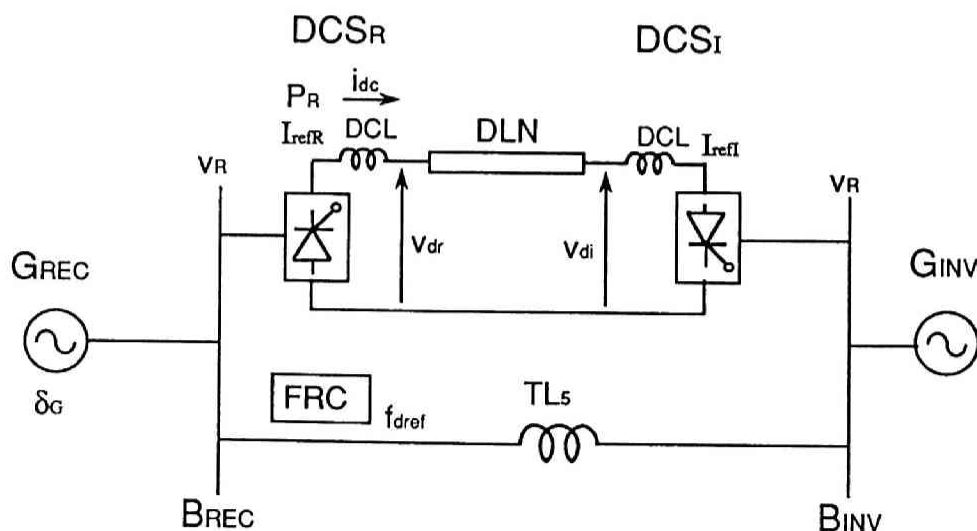


図6.28 電力系統シミュレータの簡略等価回路

なるように設定されているので、 i_{dc} は通常よりも10%低下し、さらに $P_R = v_{dr} i_{dc}$ であるので、 P_R も低下し図6.27のAにおける異常現象が発生したものと考えられる。また、 δ_G が再び小さくなれば、 v_R も回復し、再びDCSRが i_{dc} を制御するモードになるので、 P_R も増加する。図6.27のAは v_R が低下することにより発生した現象を示しているが、場合によっては v_I が低下し、第2章で検討した転流失敗が発生する可能性もある。従って、 f_{dref} をあまり大きくすることは好ましくない。

以上の検討結果より、6.4.3項で導出した最大許容周波数偏差 f_{dMAX} は妥当なものであると考えられる。

上記したように、半導体電力変換装置を含む電力システムの解析では、低い周波数領域の現象の解析においても、転流失敗や定電流制御動作等高い周波数領域の現象を考慮する必要があることがある。このような動作を検討するためには本研究で述べてきたようにすべての周波数領域を系統立てて把握しておく必要がある。

6.7 結言

本章で得られた結果を要約すると次のようになる。

(1) 交直並列送電システムにおいて、故障除去のために並列交流送電線路が遮断された場合、発電機を含む順変換所側交流系統と隣接交流系統が分離してしまうので、速やかに遮断された送電線路を再接続して分離した系統を再連係する必要があるがその場合、再連係後再び発電機が脱調しない条件で遮断器を同期投入する必要がある。本章では、まず並列交流送電線路のリアクタンス X_2 以外の系統インピーダンスを無視した解析対象モデル系統の簡略等価回路を用い、発電機の回転運動方程式に交直並列送電系統の条件を加味して再連係時の周波数偏差と再連係後の隣接交流系統を模擬する無限大容量発電機の回転子位相を基準とする発電機回転子の位相差動揺の関係を明らかにし簡易再連係可否判別法を導出した。さらに、デジタルシミュレーションを用いて検討したところ判別式による最大許容周波数偏差 f_{dMAX} が再連係の可否基準として妥当であるとの見通しを得た。また、系統インピーダンスを考慮して簡易再連係可否判別式を導出し、同式を用いて発電所から順変換所までのインピーダンス、逆変換所から隣接交流系統用母線までのインピーダンスなどが f_{dMAX} に影響することを明らかにした。

(2) 再連係後電力動揺が持続していると、並列交流送電線路脱落時に上昇させた直流送電電力を再連係後に脱落前の値に戻す時に再び発電機が脱調することがあることを示し、この現象を防ぐためには再連係後の電力動揺を速やかに減少させる必要があることを明らかにした。

(3) 高速再連係では周波数偏差が大きいうちに遮断器を投入する必要がある。この場合、遮断器の動作遅れ時間により投入位相誤差が生じるので予め動作遅れ時間だけ早く投入信号を発生する予測投入方式を考案した。また、この方式を用いた高速再連係装置を試作し、電力系統シミュレータによる実験で、この方式により投入位相誤差が防止できることを確認した。

(4) 並列交流送電線路脱落時の発電機周波数上昇を抑制する周波数制御回路、再連係後の電力動揺を速やかに収束させる電力変調制御回路、遮断器の遅れ時間を考慮した再連係のための遮断器投入信号発生回路を備えた高速再連係装置を試作し、電力系統シミュレータにより検証実験を行った。その結果、再連係装置によって効果的に再連係を行うことができること、再連係装置で制御できる直流送電電力を並列送電線路脱落による喪失送電電力以上にすれば、並列交流送電線路の脱落時間を短くできることが確認でき、また提案した簡易再連係可否判別法および再連係装置が有効であることが明らかになった。

(5) f_{dMAX} よりも大きい周波数偏差で同期投入を行うと、隣接交流系統を模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とする発電機 G_1 の回転子位相差 δ_G が大きくなり順変換所、逆変換所の交流母線電圧が低下し、変換所の動作に影響を与えることがあることが電力系統シミュレータによる実験で判明した。この結果、提案した簡易再連係可否判別法で求めた f_{dMAX} が妥当なものであることが確認できた。

第7章 本研究成果の要点

以下に第2章から第6章までの研究成果を要約する。

(1) 第2章 電力系統故障時の電力変換装置の振舞

電力系統故障(不平衡故障を含む)時における逆変換所変換器の転流に関し、逆変換所用母線の各相電圧、転流リアクタンス、直流電流などに基づき転流の可否を判別できる簡易転流可否判別法を提案した。また、解析対象モデル系統について、交流系統故障により次に導通状態になるサイリスタが接続された相(点弧相)の電圧が下がり、転流のための電圧が小さくなるほど、点弧相の位相が進んで実質的な点弧進み角が小さくなるほど、また、直流送電電力が大きいほど転流失敗を生じ易くなることを明らかにした。なお、モデル系統の詳細デジタルシミュレーションによる解析結果と比較し、同判別法が系統計画時の系統解析用として十分な精度があり、転流失敗を生じる相の予測まで可能であることを確かめた。

(2) 第3章 発電機と平滑用キャパシタを含む電力変換装置間の自励振動現象

交流系統、直流系統、交直変換部から成る解析対象モデル系統を統一的に表現する基礎方程式を導出し、さらに同方程式より所定の運転状態近傍における微小変化量に関する微分方程式を導出し、かつ同方程式の係数行列の固有値により自励振動現象の発生の有無を判別する手法を提案した。また、自励振動現象は発電機の制動巻線抵抗やAVRの利得、直流系統の平滑用リアクトルの抵抗や平滑用キャパシタのキャパシタンスに大きく影響されること、系統の非線形性のため、変換装置の負荷がごく軽い時は発生せず、中負荷状態になると発生し、さらに負荷が重くなると再び発生しなくなるという特徴をもつことなどを理論と実験の両面から明らかにした。本章で提案した解析法は、実験結果を良く説明しており、系統の諸因子の現象に対する影響をかなりの精度で予測できる。

(3) 第4章 原子力発電所の発電機と直流送電系統の両制御回路間の相互作用

原子力発電所の発電機の制御回路と直流送電系統の制御回路間の相互作用を解析するため、第3章で導出した基礎方程式の内、交流線路の方程式は発電機の電機子電流が振幅と位相で把握できるように複素数表示による方程式に変換し、かつ、直流系統の方程式には直流送電系統の制御回路を表わす方程式を加えて新しい基礎方程式を導出した。同方程式を用いた数値解析により交流母系統で線路故障が生じ逆変換所変換器が転流失敗した場合の電機子電流の振舞を求め、その振舞には直流送電系統の平滑用リアクトル電流のみならず順変換所の調相設備のサセプタンスが関与していることを明らかにした。さらに、直流

送電系統の制御回路の特性を従来の設計のままとした場合、交流母系統の線路故障により発電機の過速度防止制御装置（OSP）が作動し、結果的に交流母系統が直流送電系統より受電する電力が約2 s間低下するという現象に拡大することが判明した。また、OSPの作動と順変換所の電圧依存電流指令値制御回路（VDCL）の出力最小値、順変換所の調相設備のサセプタンス、故障継続時間などの関係を吟味し、OSPの作動を抑制するためのVDCLの改良法を提案した。

（４）第５章 静止型無効電力補償装置（SVC）による電力系統の安定化

第３章の基礎方程式をSVCを含む電力系統の解析が十分できる程度に簡略化するとともに、得られた方程式より検討すべき運転状態近傍の微小変化量に関する線形基礎方程式を導出し、同方程式を整理して電力系統の特性を伝達関数の形で表現し、一方、SVCを電力系統の送電電力を入力とし、系統からSVCをみたサセプタンスを出力とした伝達関数で表した。それら２つの伝達関数より、SVCを電力系統に導入した場合の系統特性を表わす特性方程式を導出し、かつ同方程式の根軌跡を用いて行う電力系統の安定度を向上させるSVC制御回路の設計法を提案した。また解析対象モデル系統の定数を用いてSVC制御回路の入力信号として用いる送電電力の選択、SVC制御回路の時定数や利得の設定を行い、数値解析とSVCの縮小モデル装置と組合せた電力系統シミュレータによる実験で提案した設計法の有効性を明らかにした。

（５）第６章 交直並列送電系統における高速再連係方式

交直並列送電系統において、故障除去のために遮断された並列交流送電線路を再接続し、遮断によって分離された発電機を含む順変換所側交流系統と隣接交流系統を再連係する方式について、発電機の回転運動方程式に交直並列送電系統の諸条件を加味して再連係時の周波数偏差と再連係後の隣接交流系統を模擬する無限大容量発電機の回転子位相を基準とする発電機回転子の位相差動揺の関係を明確にするとともに、簡易再連係可否判別法を導出した。さらに、再連係後の電力動揺を速やかに抑制する直流送電系統の制御方式および投入時の位相誤差を防ぐ遮断器投入信号発生方式について検討し解決策を提案した。最後に、それらの方式を用い、さらに並列交流送電線路遮断時の順変換所側交流系統の周波数上昇抑制機能を加えた高速再連係装置を試作し、かつ電力系統シミュレータと組合せた実験により、同装置を用いると高速再連係が効果的に行えることを確認し、提案した解決策が有効であることを明らかにした。

本論文で研究した電力系統故障時等において半導体電力変換装置と電力系統間の相互作用によって生じる異常現象は、周波数領域でいえばほぼ $0.05 \sim 320 \text{ Hz}$ と広範囲にわたるものであるが、解析はすべて実効値を変数としており、瞬時値を変数にする解析に比べ簡潔であり、系統計画や半導体電力変換装置設計において扱い易く、かつ現象把握が容易である。本研究以前においては半導体電力変換装置を含む電力系統の解析は瞬時値を変数とする数値計算か、電力系統シミュレータでなければ困難であると考えられていたが、最近の実効値を変数とする解析も漸次行われており、本研究は意義あるものであると考えられる。

本研究は、主として、筆者が所属する三菱電機（株）で行ったものを、京都大学工学部卯本重郎教授の御指導のもとにまとめたものである。本研究をまとめるにあたり、終始変らぬ懇切な御指導と御鞭撻を賜り、数々の有益な御教示を頂いたことは本論文完成の大きな力となった。

また、東京電力（株）システム研究所上村勝彦博士、三菱電機（株）機電技術部電力系統技術部長鈴木浩博士には、本論文をまとめる機会を与えて頂き、御激励と御助言を賜った。さらに、日本文理大学工学部九里英輔教授、三菱電機エンジニアリング（株）東京事業所長白庄司昭氏、三菱電機（株）稲沢製作所長松田禎夫氏、同社制御製作所長永井信夫博士、同社機電技術部長山下弘雄氏には論文作成にあたり、格別の御配慮を頂いた。

関西電力（株）の関係各位には、日頃より共同研究等により研究の機会を与えて頂くとともに、熱心に御指導、御討論を頂いた。電力系統の実務に基づいた数々の有益な御教示は本研究を進める上で大きな力添えになった。

研究のまとめの作業にあたっては、福山大学工学部安藤詔生助教授、京都大学工学部石川本雄助教授、同乾義尚助手に格別の便宜を図って頂くとともに励ましと御教示を賜った。

三菱電機（株）の諸先輩、同僚には、すべての研究を通じて御厚意あふれる御激励と御協力を頂いた。同社伊丹製作所開発部下村哲朗氏、熊野昌義氏、同社機電技術部木下裕道氏をはじめ機電技術部、中央研究所、神戸製作所、長崎製作所、伊丹製作所、制御製作所の関係各位には、装置試作、実験等にあたって御協力頂くとともに熱心な討論をして頂いた。また、寺田眞氏、甲木莞爾氏、石黒富士雄氏、伊藤正伸氏、勝浦政子氏をはじめ同社機電技術部電力系統第一課、第二課の方々には格別の御激励と御助力を頂いた。本研究はこれらの方々の御支援の賜物である。

以上の方々に対し、衷心より感謝の意を捧げる。

参 考 文 献

- (1) 通商産業省資源エネルギー庁編：「電気事業便覧」（昭和63年）
- (2) 新時代に即応した電力流通技術問題研究委員会編：「新時代に即応した電力流通技術問題研究委員会報告」（昭和59年）
- (3) C. Concordia: "Synchronous Machine," John Wiley & Sons (1951)
- (4) 関根：「電力系統解析理論」電気書院（昭和46年）
- (5) H.W.Dommel: "Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multi-phase Networks," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88,4, (1969)
- (6) 宮入：「エネルギー変換工学入門」丸善(昭和40年)
- (7) 難波江他：「誘導電動機の高性能速度制御法-ベクトル制御」電気学会雑誌 Vol.101, No.9 (昭和56年)
- (8) Ohyama,etal: "Voltage Dependence of Composite Loads in Power system," IEEE 1985 Winter Meeting, 85 WM 064-1 (1985)
- (9) Uhlmann: "Power Transmission by Direct Current," Springer-Verlag,(1975)
- (10) Kimbark: "Direct current Transmission Vol. I," John Wiley & Sons(1976)
- (11) 林：「交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析」電気学会論文誌B, Vol.101 No.7 (昭和56年)
- (12) Kanngiesser, Mario, Pesch, etal: "Commissioning of the Cabora Bassa-Apollo HVDC Scheme," CIGRESC14-13, 1978
- (13) Turner, hefferman Arnold, Arrillaga(UK): "Computation of A.C.-D.C. System Disturbances Pt. II Derivation of Power Frequency Variables from Converter Transient Response," IEEE 1981 Winter Meeting, 81 WM 061-1 (1981)
- (14) USA-DOE, Bonneville Power Administration: "Electro Magnetic Transients Program(EMTP) Rule Book Mode39," Revision Date June '84(1984)
- (15) Kassakian(MIT): "Simulating Power Electronics System-An Overview," US-Japan Seminar S2.1, 1981 Nov, Kobe(1981)
- (16) Bergman, Nimmersjo(ASEA): "Development of a Power System Simulator for Protection Engineering Simulation and Testing," CIGRE SC 34, September 1985 Yugoslavia(1985)
- (17) R Joetten etal : "A New Real-Time Simulator for Power System Studies,"

- IEEE 1985 Winter Meeting, 85 WM 196-1 (1985)
- (18) Centro de Pesquisas de Energia Eletrica Centrais Eletricas Brasileiras (CEPEL): "Power System Transients Simulation Laboratory(TSL)," CEPEL発行のパンフレット
 - (19) 熊野, 伊与田: 「パワーエレクトロニクス機器研究開発用電力系統シミュレーター」昭和54年電気関係学会関西支部連合大会 G 4-10 (昭和54年)
 - (20) 伊与田, 細川, 森岡, 巽: 「汽力発電機ガバナータービン系シミュレータの製作」昭和59年電気学会全国大会 925 (昭和59年)
 - (21) 熊野, 阿部, 伊与田: 「電力系統シミュレータ用小型同期発電機の界磁時定数補正法」電気学会論文誌 B, Vol.99, No.10 (昭和54年)
 - (22) Hammaons, Parsions(UK): "Design of Microalternator for Power-System-Stability Investigations," Proc. IEE, Vol.118, No.10(1971)
 - (23) 木下, 伊与田, 熊野: 「直流系統の並列キャパシタンスによる同期機の自己励磁現象」電気学会論文誌 B, Vol.100, No.1 (昭和55年)
 - (24) 荒井他: 「HVDCとSVCのデジタルシミュレーション」昭和58年電気学会全国大会 928 (昭和58年)
 - (25) T.HAYASHI, et al. "THE STUDY OF A CONTROL AND PROTECTION SYSTEM FOR NUCLEAR POWER PLANTS THE RADIAL HVDC TRANSMISSION SYSTEM," CIGRE Symposium AC/DC TRANSMISSION INTERACTIONS AND COMPARISONS BOSTON 28/30 September 1987(1987)
 - (26) 砂原, 東, 下村, 伊与田: 「原子力電源からの直流単独送電の協調制御保護電気学会」電力技術研究会資料 PE-86-3 (昭和61年)
 - (27) Gole, Menzies: "Analysus of Certain Aspects of Forced Commutated HVDC Invertor," IEEE 1981 Winter Meeting, 81 WM 041-3(1981)
 - (28) 吉田, 竹中: 「静止型無効電力補償装置による直流系の運転特性向上効果」電力中央研究所報告 181017 (昭和56年)
 - (29) Gaglioti, Santagostino: "Evaluation of Transient Performance of A SVC for Voltage Suppport in a Transmission System with Low Short-circuit Power," CIGRE 1984 Session, 38-12(1984)
 - (30) Seki, Nishidai: "Suppression of Flicker due to Arc Furnances by a Thyristor-Controlled VAR Compensator," IEEE PES 1978 Summer Meeting A 78 590-2 (1978)
 - (31) Thanawala, Kelham, Williams: "The Application of Static Shunt Reactive

- Compensators in Conjunction with Line Series Capacitors to Increase the Transmission Capabilities of Long AC Lines,"CIGRE 1975 Session 31-09 (1975)
- (32) 伊能, 笠原, 鈴木, 峯: 「電源/負荷地域不平衡な系統の一部追従型 SVC による安定化効果」電気学会電力技術研究会資料 PE-81-17, (昭和56年)
- (33) Czech, McGilles: "hydro-Quebec's Experience in Planning, Designing and Implementing Static Compensation Systems," Presented to EPRI Seminar on Transmission Static Var Systems Duluth, Minnesota, Oct, 1978 (1978)
- (34) 有働: 「電力系統における無効電力制御と安定度」昭和53年電気学会全国大会 S9-4 昭和53年
- (35) Olwegard, Ahlgren, Frank: "Thyristor-Controlled Shunt Capacitors for Improving System Stability," CIGRE 1976 Session, 32-20 (1976)
- (36) Mathur, Hammand: "Transient and Small Signal Stability of a Supper-conducting Turbogenerator Operating with Thyristor Controlled Static Compensator," IEEE PES 1978 Summer Meeting F 78 661-1 (1978)
- (37) Mathur, Hammand: "A New Generalized Concept for the Design of Thyristor Phase-Controlled VAr Compensators Part II: Transient Performance," IEEE PES 1978 Summer Meeting F 78 726-2 (1978)
- (38) 細田, 土井, 甲木, 伊与田: 「AC線事故時のDC制御方法の一考察 (AC/DC並列系統の場合)」昭和57年電気学会全国大会 868, (昭和57年)
- (39) Mizukami, Doi, Katsuki, Shimomura, Iyoda: "Study of Fast Synchronous-Reclosing Method for Parallel AC Line Fault in AC/DC Power Transmission System," IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-103 No. 6, (1984)
- (40) 土井, 西垣内, 甲木, 下村, 伊与田: 「AC/DC並列系統におけるAC回線事故時の高速再連系方式の検討」電気学会電力技術研究会資料 PE-83-77, (昭和58年)
- (41) 伊与田: 「交流事故時の直流変換器の動作判別について」昭和56年電気学会全国大会 929 (昭和56年)
- (42) Uemura, Iyoda: "A Simplified Technique to Estimate HVDC Operating Possibility under AC Fault Conditions," PSCC, 1981, July, Lausanne (1981)
- (43) 伊与田, 木下, 上村: 「AC不平衡事故によるDCコンバータ転流失敗に関する簡略判別手法」昭和55年電気学会電力技術研究会資料, PE-80-5 (昭和55年)
- (44) 上之園: 「現代電力工学」(オーム社) (昭和55年)
- (45) Kilgore, Elliot, Taylor: "The Prediction and Control of Self-Excited

- Oscillation due to Series Capacitors in Power Systems,"IEEE Trans PAS Vol.PAS-90 p1305(1971)
- (46) 加藤, 上村, 小向:「直列コンデンサ補償系統におけるタービン発電機の軸ねじれ共振現象」昭和52年電気学会雑誌97, 789(昭和52年)
 - (47) Ballance,Goldberg: "SUBSYNCHRONOUS RESONANCE IN SERIES COMPENSATED TRANSMISSION LINES,"IEEE Trans PAS Vol.PAS-92 NO.5,p1649(1973)
 - (48) Park: "Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Part I," Transaction AIEE, July 1929 pp.716-730(1929)
 - (49) UHV送電特別委員会:「UHV送電特別委員会報告書 -UHV直流送電に関する研究-」委員会報告 Z85802, 電力中央研究所 昭和60年6月(昭和60年)
 - (50) 竹之内, 大井:「北海道・本州電力連系設備の概要, 電気評論 昭和54年4月号(昭和54年)
 - (51) Knudsen: "COMPENDIUM OF HVDC SCHEMES THROUGHOUT THE WORLD," CIGRE STUDY COMMITTEE 14, August 1981(1981)
 - (52) Eunson,et al.: "CEGB SYSTEM DESIGN ASPECTS FOR THE 2000 MW CROSS-CHANNEL LINK," IEE International Conference on Thyristor and Variable Static Equipment for ac and dc Transmission Conference Publication Number 205, Nov. 1981(1981)
 - (53) Hung,et al: "CHATEAUGUAY DC INTERCONNECTION BETWEEN QUEBEC AND THE STATE OF NEY YORK: SYUDIES AND RESULTS," ibid(1981)
 - (54) Thio, et al.: "SWITCHING OVERVOLTAGES ON THE NELSON RIVER HVDC SYSTEM STUDIES,EXPERIENCE AND FIELD TESTS," IEEE 1980 International Conference OVERVOLTAGES AND COMPENSATION ON INTEGRATED AC~DC SYSTEMS, Winnipeg Canada, July (1980)
 - (55) PEIXOTO,et al.: "SIMULATOR AND DEGITAL STUDIES ON VAR COMPENSATION FOR THE ITAIPU HVDC TRANSMISSION SYSTEM," ibid(1980)
 - (56) Wu,et al: " Steady State Requirements of the Intermountaion Power Project (IPP) HVDC Transmission System,"IREQ,CSEE,IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON DC POWER TRANSMISSION, MONTREAL, QUEBEC, JUNE 1984(1984)
 - (57) Grund, etal: "Dynamic performance Characteristics of North American HVDC Systems for Transient and Dynamic Stability Evaluations," IEEE Committee Report,81 WM 083-5(1981)

- (58) 関西電力他：「直流技術の開発に関する研究報告書(系統部門第2期研究)」
関西電力総研資料No. 85-005(昭和60年)
- (59) 関西電力他：「直流技術の開発に関する研究報告書(系統部門第3期 その1
系統技術)」，関西電力総研資料No. 86-031(昭和61年)
- (60) 砂原，西垣内，土井，甲木，下村，伊与田：「直流送電による周波数制御の一考
察」昭和58年電気学会全国大会956(昭和58年)
- (61) 東，土井，下村，伊与田：「発電機の運転特性を考慮した直流送電系の協調制御」
昭和59年電気関係学会関西支部連合大会G4-23(昭和59年)
- (62) 市川：「体系自動制御理論」 朝倉書店(昭和41年)
- (63) 山内他：「電子計算機のための数値計算法」培風館，(昭和40年)
- (64) 平山他：「新形EHタービンガバナの開発」三菱重工技報 Vol.16, No.5
(昭和54年)
- (65) 林，鈴木：「最近の電力系統における静止型無効電力補償装置の動向」電気学会
雑誌Vol.103 No.8(昭和58年)
- (66) Cronin, Ostroski et al: "Transmission Voltage Support with Static VAR
Generators," IEEE PES 1978 Winter Meeting F 78 108-3(1978)
- (67) 春本，川越他：「SVG(静止形可変容量調相設備)の開発と実系統運転試験」
三菱電機技報，Vol.56, No.6, pp455-460, 1982(昭和57年)
- (68) Erinmetz et al: "Static Var Compensator," Prepared by CIGRE Working GROUP
38-01 Task Force No.2 on SVC (1986)
- (69) 熊野，伊与田：「無効電力補償装置による連系系統の安定化」電気学会，半導体
電力変換装置研究会，昭和54年，PCC-79-29(昭和54年)
- (70) 熊野，伊与田：「静止型無効電力補償装置によ電力系統の安定化」
第35回パワーエレクトロニクス研究会資料(昭和54年)
- (71) 熊野，伊与田：「無効電力補償装置による連系系統の動態安定度改善」
昭和54年電気学会全国大会，873，(昭和54年)
- (72) 阿部，武田：「状態フィードバックによるPower System Stabilizerの設計」
電気学会システム制御研究会SC-78-20，(昭和53年)
- (73) de Mello, Johnson, Hannett: "Thyristor-Controlled Reactors Analysis of
Fundamental Frequency and Harmonics," IEEE PES 1978 Winter Meeting
A 78 106-7(1978)
- (74) 例えば，伊沢：「自動制御入門」 オーム社(昭和42年)
- (75) 例えば，近藤，藤井：「制御工学」オーム社，(昭和47年)

- (76) 例えば, 山本:「数値解析入門」サイエンス社,(昭和51年)
- (77) 東京電力殿向け委託研究報告書:「電力系統の電圧安定化に関する動的解析手法の研究」三菱電機, 昭和53年3月(昭和53年)
- (78) Nakra,Bui,Iyoda:"System Considerations in Converting One circuit of a Double Circuit AC Line to DC,"IEEE Trans. PAS, Vol.PAS-103 No.10(1984)
- (79) Creasap,Mittelstadt,Scott,Taylor:"Operating Experience with Modulation of the Pacific HVDC Intertie,"IEEE Trans. PAS, Vol.PAS-97, No.4(1978)

付録1 第1章の付録：本論文の使用変数，定数，記号一覧表

| 【発電所】 | (使用した章) |
|--|------------------|
| 発電機 | |
| G_1 : 発電機 | (2, 5, 6) |
| $G_1^1 \sim G_1^8$: 原子力発電所の発電機 | (4) |
| T_{G1} : 発電機の昇圧変圧器 | (2, 4, 6) |
| B_{GEN} : 発電所用母線 | (2, 5, 6) |
| B_{GEN1}, B_{GEN2} : 発電所用母線 | (4) |
| ϕ_d, ϕ_q : 発電機の電機子鎖交磁束数の d 軸および q 軸成分 | (pu) (3, 5) |
| ϕ_{fd} : 発電機の界磁鎖交磁束数 | (pu) (3, 5) |
| ϕ_{kd}, ϕ_{kq} : 発電機の制動巻線回路鎖交磁束数の d 軸および q 軸成分 | (pu) (3) |
| i_G : 発電機の電機子電流 | (pu)(2, 3, 4, 5) |
| i_d, i_q : i_G の d 軸および q 軸成分 ($i_G = (i_d, i_q)$) | (pu) (3, 5) |
| i_G : i_G の大きさ(時間関数) ($i_G = i_G $) | (pu) (3, 4) |
| φ_{iG} : i_G の位相 ($\varphi_{iG} = \angle i_G$) | (rad) (4) |
| i_{fd} : 発電機の界磁電流 | (pu) (3, 5) |
| i_a : 発電機の a 相電機子電流 | (pu) (3) |
| i_{kd}, i_{kq} : 発電機の制動巻線電流の d 軸および q 軸成分 | (pu) (3) |
| \dot{V}_G : 発電機の端子電圧 | (pu)(3, 4, 5, 6) |
| v_d, v_q : \dot{V}_G の d 軸および q 軸成分 ($\dot{V}_G = (v_d, v_q)$) | (pu) (3, 5, 6) |
| v_G : \dot{V}_G の大きさ(時間関数) ($v_G = \dot{V}_G $) | (pu) (3, 5) |
| V_G : \dot{V}_G の大きさ(一定値) ($V_G = \dot{V}_G $) | (pu) (4, 6) |
| v_{ab} : 発電機線間端子電圧 | (pu) (3) |
| e_{Ga}, e_{Gb}, e_{Gc} : G_1 の各相の発生電圧 | (pu) (2) |
| e_{fd} : 発電機の界磁電圧 (無負荷時定格発電機電圧を発生する電圧を 1 pu とする) | (pu) (3, 5) |
| P_{GRATE} : G_1 の定格出力 (kW または MW) | (6) |
| P_G : 発電機出力 | (pu) (2, 5, 6) |
| R_a : 電機子抵抗 | (pu) (3, 5) |
| R_{fd} : 発電機の界磁抵抗 | (pu) (3, 5) |
| R_{kd}, R_{kq} : 発電機の d 軸および q 軸制動巻線抵抗 | (pu) (3) |
| X_d, X_q : 発電機の d 軸および q 軸同期リアクタンス | (pu) (3, 5) |
| X_{ad}, X_{aq} : 発電機の d 軸および q 軸電機子反作用リアクタンス | (pu) (3, 5) |
| X_{ffd} : 発電機の界磁リアクタンス | (pu) (3, 5) |
| X_{kkd}, X_{kkq} : 発電機の d 軸および q 軸制動巻線リアクタンス | (pu) (3) |
| X_d' : 発電機の d 軸過渡リアクタンス | (pu) (3, 6) |
| X_{TG} : 発電機の昇圧変圧器の漏れリアクタンス | (pu) (4, 6) |
| AVR系 | |
| $F_{AVR}(s)$: 発電機 AVR 系の伝達関数 | (3) |
| K_A : 発電機 AVR 系の利得 | (3, 5) |
| T_A, T_{A1}, T_{A2} : 発電機 AVR 系の時定数 | (s) (3, 5) |
| V_{ref} : 発電機端子電圧基準値 | (pu) (3, 5) |
| 回転運動系 | |
| $PM, PM_1 \sim PM_8$: 原動機 | (4, 6) |
| GOV : 調速機 | (6) |
| GV : ガバナー弁(Governor Valve) | (4) |

| | | |
|--------------------------------|---|-------------------------|
| ICV | : インターセプト弁(Intercept Valve) | (4) |
| OSP | : 過速度防止制御装置 | (4) |
| M | : 発電機の慣性定数 | (s) (3, 4, 5, 6) |
| D | : 発電機の制動係数 | (3, 5) |
| T_M | : 発電機機械入力トルク | (pu) (3, 4, 5, 6) |
| T_e | : 発電機電気出力トルク | (pu) (3, 4, 5) |
| T_{Mref} | : T_M の設定値 | (pu) (6) |
| P_m | : 等価機械入力 ($P_m = T_M - P_R$) | (pu) (6) |
| P_a | : 加速トルクに対応する電力 | (pu) (6) |
| θ | : 回転子の回転角 | (rad) (3, 5) |
| Θ | : 発電機のpu回転角 ($\Theta = \theta / \omega_0$) | (pu) (3, 5) |
| δ_G | : 隣接交流系統PSNを模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とする G_1 の回転子位相差 | (rad) (5, 6) |
| δ_{G0} | : 再連係時の δ_G | (rad) (6) |
| $\delta_{GMIN}, \delta_{GMAX}$ | : $P_{AC} = P_{m0}$ となる δ_G | (rad) (6) |
| δ_r | : 反転位相差 (増加から減少に転じる時の δ_G) | (rad) (6) |
| ω_0 | : 定格角周波数 | (rad/s) (2, 3, 4, 5, 6) |
| ω | : pu単位による発電機回転子角周波数 ($\omega = p \Theta$) | (pu) (4, 6) |
| ω_{ST} | : ω の定常値 | (pu) (3) |
| ω_{Gref} | : GOVの発電機回転子角周波数設定値 | (pu) (6) |
| ω_d | : pu単位による発電機回転子角周波数偏差 ($\omega_d = \omega - 1$) | (pu) (5, 6) |
| ω_{d0} | : 再連係時の ω_d の値 | (pu) (6) |
| ω_{dOMAX} | : 最大許容角周波数偏差 | (pu) (6) |
| f_0 | : 交流系統の定格周波数 | (Hz) (6) |
| f | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数 | (pu) (4, 6) |
| f_{ini} | : f の初期運転状態での値 | (pu) (4) |
| f_d | : pu単位による順変換所側交流系統の周波数偏差 ($f_d = f - 1$) | (pu) (4, 6) |
| f_{d0} | : 再連係時の f_d の値 | (pu) (6) |
| f_{dOMAX} | : 最大許容周波数偏差 | (pu) (6) |
| P_{HPT} | : 高圧タービン入口の蒸気圧力 | (pu) (4) |
| P_{dif} | : OSPの用いる出力偏差 ($P_{dif} = P_{HPT} - I_G$) | (pu) (4) |
| ΔP | : OSPの作動余裕 | (pu) (4) |

〔順変換所〕

順変換器

| | | |
|---|---|--------------|
| DCSR | : 順変換所 | (2, 6) |
| B _{REC} | : 順変換所用母線 | (2, 4, 6) |
| SC | : 調相設備 | (2, 4) |
| DCL | : 平滑用リアクトル (逆変換所でも同じ) | (2, 3, 4, 6) |
| Rec, Rec ₁ ~Rec ₈ | : 順変換所の変換器(順変換器) | (2, 4, 6) |
| DB | : ダイオードブリッジ変換器 | (3) |
| Conr ₁ , Conr ₂ | : 順変換所の変換装置(順変換装置) | (pu) (6) |
| K ₁ | : 交流系と直流系の単位系の電圧ベースの比 (交流系統の定格線間電圧実効値と直流系統の定格電圧の比) | (4, 6) |
| K ₂ | : 直流電流 i_{dc} と転流重なりによる v_{dr} の電圧降下の関係を示す係数 | (6) |
| \dot{V}_R | : B _{REC} の電圧 | (pu) (4, 6) |
| V_R | : \dot{V}_R の大きさ ($V_R = \dot{V}_R $) | (pu) (4, 6) |

| | | | | |
|------------------|--|------------------------------------|-----------|--------------|
| \dot{V}_N | : D B の交流側電圧 | $\{\dot{V}_N = (V_{Nd}, V_{Nq})\}$ | (pu) | (3) |
| V_{Nd}, V_{Nq} | : \dot{V}_N の d 軸および q 軸成分 | | (pu) | (3) |
| V_N | : \dot{V}_N の大きさ(時間関数) | $(V_N = \dot{V}_N)$ | (pu) | (3) |
| V_{dr} | : 順変換所側直流電圧 | | (pu) | (2, 4, 6) |
| V_{NLDC} | : $V_R = 1, 0, \alpha = 0, i_{dc} = 0$ の時の V_{dr} の値 | | (pu) | (4) |
| V_{dc} | : ダイオードブリッジ変換器の直流側電圧 | | (pu) | (3) |
| \dot{I}_R | : 順変換器を流れる電流 | | (pu) | (4) |
| i_R | : \dot{I}_R の大きさ | | (pu) | (4) |
| φ_{IR} | : \dot{I}_R の位相 | | (rad) | (4) |
| \dot{I}_{YC} | : 順変換所の調相設備を流れる電流 | | (pu) | (4, 6) |
| i_{dc} | : 平滑用リアクトル電流 | | (pu) | (2, 3, 4, 6) |
| I_d | : i_{dc} の定常値 | | (pu) | (2) |
| I_{refR} | : DCS _R が設定している電流基準値 | | (pu) | (6) |
| P_R | : 順変換所の変換器が受電する有効電力 | | (pu) | (2, 4, 6) |
| Q_R | : 順変換所の変換器が受電する無効電力 | | (pu) | (4, 6) |
| P_{dc} | : ダイオードブリッジで変換される有効電力 | | (pu) | (3) |
| \dot{Y}_R | : 順変換器が受電する電力に対応するアドミタンス | $(\dot{Y}_R = G_R + j B_R)$ | (pu) | (6) |
| G_R | : 順変換器が受電する有効電力に対応するコンダクタンス | | (pu) | (6) |
| B_R | : 順変換器が受電する無効電力に対応するサセプタンス | | (pu) | (4, 6) |
| \dot{Y}_C | : 順変換所の調相設備 SC のアドミタンス(逆変換所でも同じ) | | (pu) | (2, 4, 6) |
| B_C | : SC のサセプタンス ($\dot{Y}_C = j B_C$) (逆変換所でも同じ) | | (pu) | (2, 4, 6) |
| X_C | : 順変換器の転流リアクタンス ($X_C = X_{TC}/8$) | | (pu) | (4) |
| X_{CC} | : 転流現象による電圧降下を補正するためのリアクタンス | | (pu) | (3) |
| L_{CC} | : 転流現象による電圧降下を補正するためのインダクタンス | | (pu) | (3) |
| L_D | : DCL のインダクタンス (逆変換所でも同じ) | (H/Ω) | (2, 3, 4) | |
| R_D | : 平滑用リアクトルの抵抗 | (pu) | (3) | |
| φ_{IR} | : \dot{I}_R の位相 | (pu) | (4) | |
| δ_{GR} | : \dot{V}_R を基準とした \dot{V}_G の位相差 | (pu) | (6) | |
| δ_{GR0} | : 再連係時の δ_{GR} の値 | (pu) | (6) | |
| $\cos \alpha$ | : 順変換器の点弧角の余弦 | | (4) | |
| φ | : 変換器の力率角 | (rad) | (3, 4) | |

変圧器

| | | |
|----------------------------------|---|-------------------|
| $T_{R1}, T_{R3}, T_{R5}, T_{R7}$ | : YY 結線の変換器用変圧器 | (2, 3, 4, 6) |
| $T_{R2}, T_{R4}, T_{R6}, T_{R8}$ | : YΔ 結線の変換器用変圧器 | (2, 4, 6) |
| X_{TC} | : $T_{R1} \sim T_{R8}$ の漏れリアクタンス (後示の $T_{I1} \sim T_{I8}$ の場合も同じ) | (pu) (2, 3, 4, 6) |
| L_{TC} | : T_{R1} の漏れインダクタンス | (H/Ω) (3) |
| R_{TC} | : T_{R1} の巻線抵抗 | (pu) (3) |
| δ_N | : \dot{V}_N の発電機回転子 q 軸に対する位相差 | (rad) (3) |

制御回路

| | | |
|------------|----------------------------|-----|
| CNT_{R1} | : Rec ₁ 用点弧制御回路 | (6) |
| AVR | : 自動電圧調整回路 | (4) |
| ACR | : 自動電流調整回路 | (4) |
| VDC L | : 電圧依存電流指令値制御回路 | (4) |
| AFR | : 自動周波数調整回路 | (4) |
| LVG | : 最小値選択回路 | (4) |
| LVG | : LVG の関数 | (4) |

| | | | |
|--------------------------|---|------|-----|
| i_{ord} | : 電流指令値 | (pu) | (4) |
| i_{ref} | : 直流電流設定値 | (pu) | (4) |
| i_{vdcl} | : V D C Lより出力される直流電流制限値 | (pu) | (4) |
| $F_1(s)$ | : A C Rの伝達関数 | | (4) |
| k_{ACR} | : A C Rの利得 | | (4) |
| T_{ACR1}, T_{ACR2} | : A C Rの位相遅れ要素の時定数 | (s) | (4) |
| $cos \alpha_{max}$ | : A C R出力の上限 | | (4) |
| $cos \alpha_{min}$ | : A C R出力の下限 | | (4) |
| $F_2(V_{d1})$ | : V D C Lの特性関数 | | (4) |
| C_{imin} | : V D C Lが動作する最小電流入力 | | (4) |
| C_{imax} | : V D C Lが動作する最大電流入力 | | (4) |
| C_{omin} | : V D C Lの出力最小値 | | (4) |
| C_{omax} | : V D C Lの出力最大値 | | (4) |
| $F_3(s)$ | : A F Rの伝達関数 | | (4) |
| T_{AFR} | : A F Rの積分係数 | (s) | (4) |
| D_{AFR} | : A F Rの比例要素の利得 | | (4) |
| f_{Dref} | : 直流送電系統の A F Rの周波数基準 | (pu) | (4) |
| I_{refmax}, I_{refmin} | : A F Rの積分要素の出力の上限, 下限 | (pu) | (4) |
| $LVG(i_{ref}, i_{VDCL})$ | : L V Gの機能を表す i_{ref} と i_{vdcl} を変数とした関数 | | (4) |

[逆変換所]

| | | | |
|--|--|------|-----------|
| DCS_I | : 逆変換所 | | (2, 4, 6) |
| B_{INV} | : 逆変換所用母線 | | (2, 4, 6) |
| $In v, In v_1 \sim In v_8$ | : 逆変換所の変換器 | | (2, 4, 6) |
| Con_{I1}, Con_{I2} | : 逆変換所の変換装置 | | (6) |
| Con_I | : 無停電電源装置の逆変換装置 | | (3) |
| T_{I1} | : Y Y結線の変換器用変圧器 | | (2, 6) |
| T_{I2} | : Y Δ 結線の変換器用変圧器 | | (2, 6) |
| $T_{I1} \sim T_{I8}$ | : 逆変換器用変圧器 | | (4) |
| ACL_a, ACL_b, ACL_c | : 交流リアクトル | | (2) |
| $Th_1 \sim Th_{12}$ | : 逆変換器用サイリスタ | | (2) |
| DCL | : 平滑用リアクトル (順変換所と同じ) | | (2, 6) |
| i_{dc} | : 平滑用リアクトル電流 (順変換所と同じ) | (pu) | (2) |
| I_d | : i_{dc} の定常値 (順変換所と同じ) | (pu) | (2) |
| i_a | : 理想正弦波電圧源の a 相電流 | | (2) |
| I_{refI} | : DCS_I が設定している電流基準値 | (pu) | (6) |
| V_{d1} | : 逆変換所側直流電圧 | (pu) | (2, 4, 6) |
| $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$ | : 逆変換所用母線 B_{INV} の各相電圧 | | (2) |
| V_{Ia}, V_{Ib}, V_{Ic} | : 逆変換所用母線 B_{INV} の各相電圧 | (pu) | (2) |
| $\dot{E}_{va}, \dot{E}_{vb}, \dot{E}_{vc}$ | : $In v_1$ から T_{I1} を介して見た $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$ | | (2) |
| $\dot{E}_{da}, \dot{E}_{db}, \dot{E}_{dc}$ | : $In v_2$ から T_{I2} を介して見た $\dot{V}_{Ia}, \dot{V}_{Ib}, \dot{V}_{Ic}$ | | (2) |
| $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ | : 理想正弦波電圧源の電圧 | | (2) |
| E_a, E_b, E_c | : $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ の大きさ | (pu) | (2) |
| \dot{V}_I | : B_{INV} の電圧 | | (6) |
| V_I | : \dot{V}_I の大きさ ($V_I = \dot{V}_I $) | (pu) | (6) |
| e_a, e_b, e_c | : 理想正弦波電圧源の電圧 | (pu) | (2) |
| P_I | : 逆変換器が受電する有効電力 ($P_I < 0$) | (pu) | (6) |
| Q_I | : 逆変換器が受電する無効電力 | (pu) | (6) |
| L_D | : DCL のインダクタンス (H/ Ω) (順変換所と同じ) | | (2) |

| | | |
|--------------------------------|---|-----------|
| X_{Tc} | : T_{I1}, T_{I2} の漏れリアクタンス (T_{R1}, T_{R2} と同じ) | (2, 6) |
| \dot{Y}_I | : 逆変換器が受電する電力に対応するアドミタンス ($\dot{Y}_I = G_I + j B_I$) | (pu) (6) |
| G_I | : 逆変換器が受電する有効電力に対応するコンダクタンス | (pu) (6) |
| B_I | : 逆変換器が受電する無効電力に対応するサセプタンス | (pu) (6) |
| \dot{Y}_c | : 逆変換所の調相設備のアドミタンス(順変換所と同じ) | (pu) (6) |
| B_c | : \dot{Y}_c のサセプタンス ($\dot{Y}_c = j B_c$) (順変換所と同じ) | (pu) (6) |
| β | : 逆変換器の点弧進み角 | (rad) (2) |
| u | : 転流重なり角 | (rad) (2) |
| γ | : 転流余裕角 | (rad) (2) |
| $\delta_a, \delta_b, \delta_c$ | : 故障前と故障中の $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$ の各位相差 | (rad) (2) |
| T_c | : 故障後のc相電圧が負から正に変化する時間 | (2) |
| T_A | : 故障中のa相電圧が負から正に変化する時間 | (2) |
| T_F | : T_{h1} を点弧する点弧パルスの発生時間 | (2) |
| T_E | : 転流終了時間 | (2) |
| T_s | : 転流電圧反転時間 | (2) |

[直流送電線路]

| | | |
|--|---|--------------------|
| $D L N$ | : 直流送電線路 | (2, 6) |
| $D L N_1^+, D L N_1^-, D L N_2^+, D L N_2^-, D L N_3^+, D L N_3^-$ | : 直流送電線路 | (4) |
| $T F_{DCL}$ | : 直流線路の応答特性を表わす伝達関数ブロック | |
| V_c | : 平滑用キャパシタの電圧 | (pu) (3) |
| P_L | : 直流系統の負荷電力 | (pu) (3) |
| $D C C$ | : 平滑用キャパシタ | |
| G_N | : 直流系統の等価抵抗負荷のコンダクタンス | (pu) (3) |
| C_N | : 平滑用キャパシタのキャパシタンス | (pu) (3) |
| R_{DLN} | : 直流送電線路の抵抗 | (pu) (4) |
| R | : 直流回路全体の抵抗 | (pu) (4) |
| L_{DLN} | : 直流送電線路のインダクタンス | (H/ Ω) (4) |
| | (注) MKSA単位でのインダクタンス値(H)を 直流送電系統の定格インピーダンス(Ω)で割った値 | (4) |
| L | : 直流回路全体のインダクタンス $L = 2 L_D + L_{DLN}$ (H/ Ω) | (4) |

[交流系統]

| | | |
|----------------------|--|----------|
| $C B_{SB}, C B_F^\#$ | : 遮断器 | (5, 6) |
| $P S_{GS}, P S_{SB}$ | : 電力検出器 | (5) |
| $T L_{GS}$ | : B_{GEN} と B_{SVC} を結ぶ送電線路 | (5) |
| $T L_{SB}$ | : B_{SVC} と B_{PSN} を結ぶ送電線路 | (5) |
| \dot{I}_{SB} | : $T L_{SB}$ の電流 | (pu) (5) |
| i_{SBd}, i_{SBq} | : \dot{I}_{SB} のd軸およびq軸成分 $\{\dot{I}_{SB} = (i_{SBd}, i_{SBq})\}$ ($T L_{GS}$ の電流は発電機電機子電流 \dot{I}_G に等しい) | (pu) (5) |
| P_{GS} | : $T L_{GS}$ よりSVC設置点に流入する有効電力 | (pu) (5) |
| P_{SB} | : SVC設置地 B_{SVC} より送電線路 $T L_{SB}$ へ流出する有効電力 | (pu) (5) |
| R_{GS}, R_{SB} | : $T L_{GS}, T L_{SB}$ の抵抗 | (pu) (5) |
| X_{GS}, X_{SB} | : $T L_{GS}, T L_{SB}$ の正相リアクタンス | (pu) (5) |
| G_F | : 外乱用負荷のコンダクタンス | (pu) (5) |
| G_L | : B_{SVC} に接続された負荷のコンダクタンス | (pu) (5) |

[順変換所側交流系統]

| | | |
|--------------|--|----------------|
| G_{REC} | : 順変換所側交流系統全体を表す電源 | (6) |
| TL_1, TL_2 | : 順変換所側交流送電線路 | (2, 4, 6) |
| X_1 | : TL_1, TL_2 のリアクタンス | (pu) (2, 4, 6) |
| $X_{TTL}^\#$ | : 順変換所側交流系統の総合リアクタンス (4章では $X_{TTL} = X_{TG}/8 + X_1/2$) {6章では $X_{TTL} = X_d + X_{TG} + (X_1/2)$ } | (pu) (4, 6) |

[並列交流送電線路]

| | | |
|--------------------------------|---|-------------|
| TL_5, TL_{51}, TL_{52} | : 並列交流送電線路 | (2, 6) |
| CB_1, CB_2 | : 並列交流送電線路を遮断する遮断器 | (6) |
| CB_F | : 故障発生用遮断器 | (6) |
| i_{AC} | : 並列交流送電線路 TL_5 に流れる電流 | (pu) (6) |
| \bar{I}_{AC} | : i_{AC} の共役複素数 | (pu) (6) |
| P_{AC} | : TL_5 , または TL_{51}, TL_{52} で送られる有効電力 | (pu) (2, 6) |
| P_{Max} | : P_{AC} の最大値 ($\delta_G = \pi/2$ の時の P_{AC} の値) | (pu) (6) |
| R_2 | : TL_5 の抵抗 (第6章では $R_2=0$ として無視している) | (pu) (2, 6) |
| X_2 | : TL_5 のリアクタンス | (pu) (2, 6) |
| δ_{CB1} | : 遮断器 CB_1 の両端の電圧の位相差 | (rad) (6) |
| δ_{CB10} | : $t = T_1$ における δ_{CB1} の値 | (rad) (6) |
| $\delta_{GMIN}, \delta_{GMAX}$ | : $P_{AC} = P_{m0}$ となる発電機回転子の位相差 δ_G の値 | (rad) (6) |
| δ_{RI} | : \dot{V}_I を基準とした \dot{V}_R の位相差 | (rad) (6) |
| T_d | : 遮断器 CB_1 の動作遅れ時間 | (s) (6) |
| T_c | : $\delta_{CB1} = 0$ となる時間 | (s) (6) |
| Δt | : 現時点 $t = T_1$ から T_c までの時間 | (s) (6) |

[交流母系統]

| | | |
|-------------------------------|---|----------------|
| TL_3, TL_4 | : 交流母系統側交流送電線路 | (2, 4, 6) |
| PSN, PSN_1, PSN_2 | : 隣接交流系統 | (2, 4, 5, 6) |
| $B_{PSN}, B_{PSN1}, B_{PSN2}$ | : PSN, PSN_1, PSN_2 の母線 | (2, 4, 5, 6) |
| $CB_{M1} \sim CB_{M4}$ | : 交流母系統の遮断器 | (4) |
| F | : 1 線地絡故障点 | (4) |
| G_2 | : PSN を模擬する無限大容量発電機 | (2, 5, 6) |
| G_{INV} | : 交流母系統全体を表す電源 | (6) |
| T_{G2} | : 変圧器 | (6) |
| \dot{V}_B | : B_{PSN} の電圧 | (pu) (5, 6) |
| V_{Bd}, V_{Bq} | : \dot{V}_B の d 軸成分, q 軸成分 (時間関数) | (pu) (5) |
| V_B | : \dot{V}_B の大きさ | (pu) (5, 6) |
| e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} | : G_2 の各相の発生電圧 | (pu) (2) |
| X_3 | : TL_3, TL_4 のリアクタンス | (pu) (2, 5, 6) |
| X_4 | : 隣接交流系統の内部リアクタンス | (pu) (2, 6) |
| X_B | : 逆変換所側交流系統のリアクタンス $\{X_B = (X_3/2) + X_4\}$ (pu) | (6) |
| δ_{IB} | : \dot{V}_B を基準とした \dot{V}_I の位相差 | (rad) (6) |
| δ_{IB0} | : 再連係時の δ_{IB} の値 | (rad) (6) |
| T_{flt} | : 故障継続時間 | (ms) (4) |

[SVC]

| | | |
|--|---|----------|
| B_{svc} | : SVC用母線 | (5) |
| C_{svc} | : SVCのキャパシタ | (5) |
| $L_{svc}, L_{svc1}, L_{svc2}$ | : SVCのリアクトル | (5) |
| $T_{hsvc1}, T_{hsvc2}, T_{hsvc11} \sim T_{hsvc22}$ | : SVCのリアクトル電流を制御するサイリスタ | (5) |
| T_{svc} | : SVCの変圧器 | (5) |
| SW_1 | : SVC制御回路入力信号の切り換えスイッチ | (5) |
| i_{sl1}, i_{sl2} | : SVCのリアクトル電流 | (pu) (5) |
| i_{sl} | : T_{svc} の一次巻線電流 | (pu) (5) |
| i_{svc} | : SVCの電流 | (pu) (5) |
| \dot{V}_s | : SVC用母線 B_{svc} の電圧 | (pu) (5) |
| v_{sd}, v_{sq} | : \dot{V}_s のd軸成分, q軸成分 | (pu) (5) |
| v_s | : \dot{V}_s の大きさ ($v_s = \dot{V}_s $) | (pu) (5) |
| Q_{svc} | : SVCの供給無効電力(SVCが誘導性の場合に正) | (pu) (5) |
| B_{sc} | : C_{svc} のサセプタンス | (pu) (5) |
| X_{Lsvc} | : $T_{svc}, T_{hsvc1}, T_{hsvc2}, L_{svc}$ で構成される回路の B_{svc} から見た等価リアクタンス | (pu) (5) |
| $G_{ps}(s)$ | : b_{svc} の微小変化量 Δb_{svc} に対する P_w の微小変化量 ΔP_w の 応答伝達関数 | (5) |
| $G_{s1}(s), G_{s2}(s)$ | : b_{svc} の微小変化量 Δb_{svc} に対する P_{gs}, P_{sb} の 微小変化量 $\Delta P_{gs}, \Delta P_{sb}$ の応答伝達関数 | (5) |
| P_w | : SVC制御回路の入力信号 | (pu) (5) |
| b_{s1} | : SVC制御回路の中間変数 | (5) |
| b_{svc} | : SVCの等価サセプタンス | (pu) (5) |
| T_{ps} | : SVC制御回路の一次遅れ要素の時定数 | (s) (5) |
| T_{rs} | : SVC制御回路の高域ろ波器の時定数 | (s) (5) |
| K_{ps} | : SVC制御回路の利得 | (5) |
| $a_{1n0} \sim a_{1n4}$ | : 伝達関数 $G_{s1}(s)$ の分子の多項式の係数 | (5) |
| $a_{1d0} \sim a_{1d4}$ | : 伝達関数 $G_{s1}(s)$ の分母の多項式の係数 | (5) |
| $a_{2n0} \sim a_{2n4}$ | : 伝達関数 $G_{s2}(s)$ の分子の多項式の係数 | (5) |
| $a_{2d0} \sim a_{2d4}$ | : 伝達関数 $G_{s2}(s)$ の分母の多項式の係数 | (5) |
| $H(s)$ | : SVC制御回路全体の伝達関数を K_{ps} で除した関数 | (5) |
| $F_T(s)$ | : 解析対象モデル系統の一巡伝達関数 | (5) |
| z_1, \bar{z}_1, z_2, z_3 | : $G_{ps}(s)$ の零点 | (5) |
| z_2^N, \bar{z}_2^N | : 運転状態の変化で共役複素数となった時の z_2, z_3 | (5) |
| $p_1, \bar{p}_1, p_2, \bar{p}_2$ | : $G_{ps}(s)$ の極 | (5) |
| p_3, p_4 | : $H(s)$ の極 | (5) |
| $s_1, \bar{s}_1, s_2, \bar{s}_2, s_3, s_4$ | : 検討対象モデル系統の根軌跡の根 | (5) |

[再連係装置]

| | | |
|-------------------|---------------------------------------|----------|
| FRC | : 高速再連係装置 | (6) |
| PHS | : 位相差検出器 | (6) |
| FS | : 周波数検出器 | (6) |
| PS | : 電力検出器 | (6) |
| $G_{DC}(s)$ | : 順変換器の特性を表す伝達関数 | (6) |
| ΔI_{ordr} | : FRCの電力変調回路から順変換所の制御回路に入力される 付加信号 | (pu) (6) |

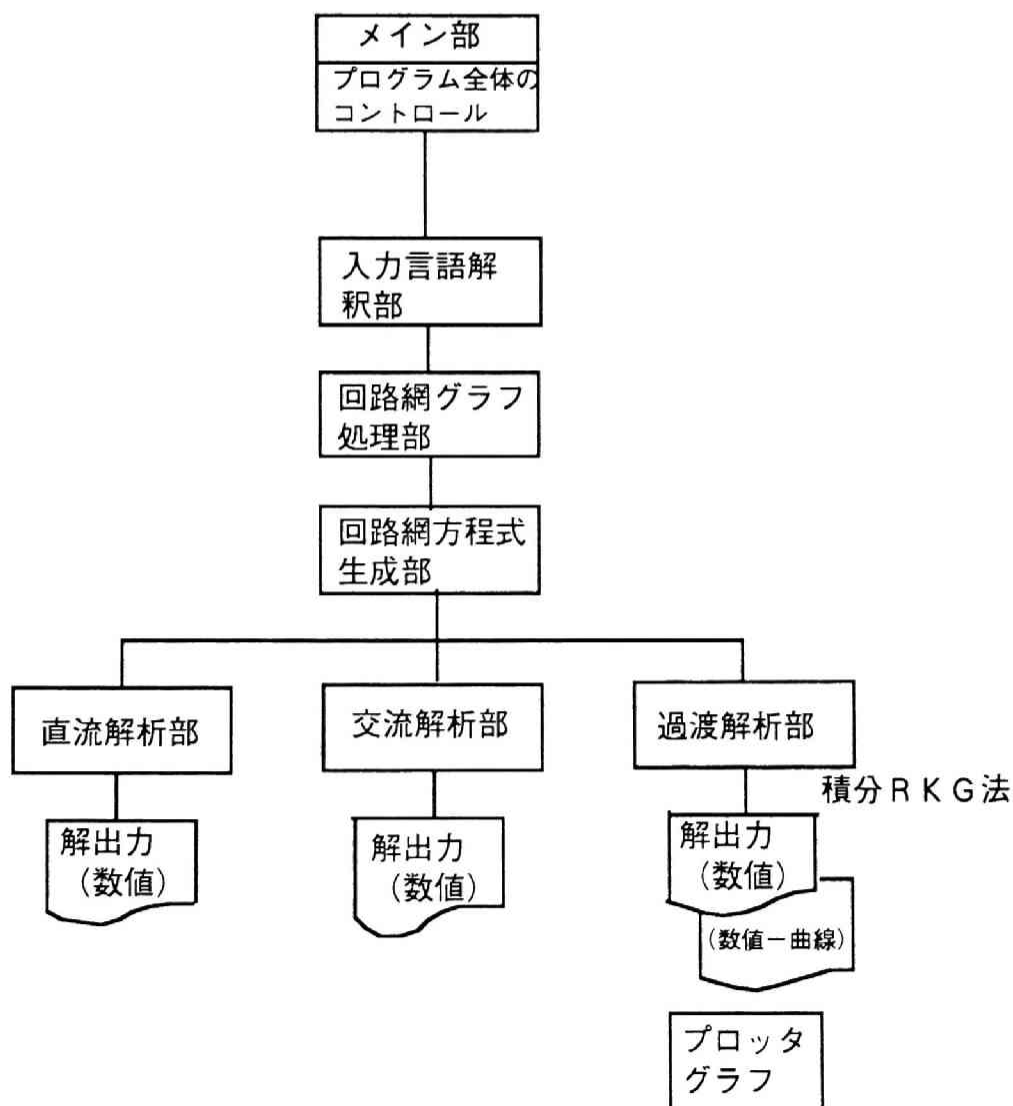
| | | | |
|------------|---------------------------|------|-----|
| V_{Td} | : T_d に対応する電圧 | (V) | (6) |
| K_{FF} | : FRCの周波数制御回路の一次遅れ要素の利得 | | (6) |
| T_{FF} | : FRCの周波数制御回路の一次遅れ要素の時定数 | (s) | (6) |
| K_{FP} | : FRCの電力変調回路の一次遅れ要素の利得 | | (6) |
| T_{FP} | : FRCの電力変調回路の一次遅れ要素の時定数 | (s) | (6) |
| T_{RP} | : FRCの電力変調回路の高域ろ波器の時定数 | (s) | (6) |
| i_{PM} | : 一次遅れ要素から出力される電力変調のための信号 | (pu) | (6) |
| i_{AFR} | : FRCの周波数制御回路の出力 | (pu) | (6) |
| f_{dref} | : 周波数偏差基準値 | (pu) | (6) |
| S_1 | : 比較器の出力 | (V) | (6) |
| S_2 | : 割算器の出力 | (V) | (6) |
| S_3 | : 単安定マルチバイブレータの出力 | (V) | (6) |
| S_4 | : AND回路の出力 | (V) | (6) |

原則として記号は全章をとおして同じである。ただし、#表示の記号は章によって異なるものを示す。

付録2 第2章の付録：詳細デジタルシミュレーションプログラム

計算機の発達で、実際に抵抗，コンデンサ等を結線して回路を作らなくても，プログラム上で，回路を構成すれば，その回路の応答を数値及び図形で出力できるようになった。各電機メーカー，計算機メーカーが自社で利用するためそれぞれ独自にプログラムを開発している。これらは，計算機プログラム言語の知識がなくても利用できるようになっている。

ちなみに，付図2.1に本章の詳細シミュレーションで用いたプログラム（CASP II）の機能ブロック図を示す。なおCASP IIは線形RLC，線形能動素子およびスイッチを含む回路網を状態変数法を用いて解いている。そのためほとんどの素子間の従属関係を正確に表現でき，理想変圧器はもとより理想ジャイレータ，線形モデルのトランジスタ，負性抵抗素子などの線形デバイス扱うことができる。



付図2.1 機能ブロック図

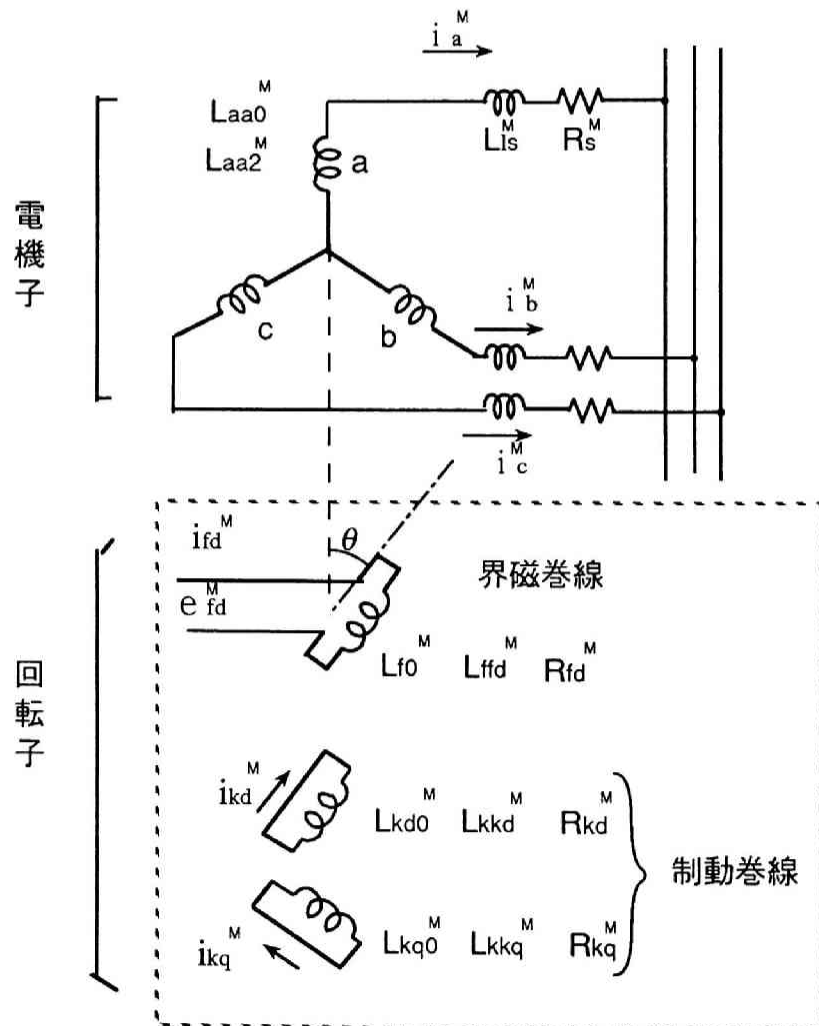
付録3 第3章の付録：

付録3.1 発電機モデル，変圧器モデルの座標変換行列

発電機に関する方程式の導出

本論文で扱う発電機は3相同期発電機であり，電機子に発生する電圧，電流は50Hzまたは60Hzの交流波形になる。これをそのまま扱うと高い周波数まで扱う必要がある。例えば数値計算を行う場合，50Hz，60Hzの周期すなわち20ms，16.7msの1/10以下の時間きざみで計算を行う必要がある。

付図3.1.1に発電機モデルの回路図を示す。発電機の電機子電圧，電流は，回転子の回転によるものであり，この回転子の運動を基準として座標変換を行えば，電機子側の変数も直流的に扱えることが古くから知られている。その代表的なものにParkの座標変換によるモデルがある。以下，parkの座標変換を簡単に説明する。まず，MKSA単位系で定数，変数を扱い方程式を立てる。MKSA系であることを明確にするため各記号の右上に



付図3.1.1 発電機モデル

Mの記号を付加する。a, b, c 各相の電機子鎖交磁束数を要素とするベクトル $[\phi_{abc}^M]$, 界磁と制動巻線回路の鎖交磁束数を要素とするベクトル $[\phi_{fk}^M]$ に関して

$$[\phi_{abc}^M] = (-L_{aa0}^M [C_1] + L_{aa2}^M [C_2] - L_{ls}^M [U]) [I_{abc}^M] + [L_{l1}^M] [I_{fk}^M] \quad (\text{付3.1.1})$$

$$[\phi_{fk}^M] = [L_{l1}^M]^t [I_{abc}^M] + [L_{l2}^M] [I_{fk}^M] \quad (\text{付3.1.2})$$

ただし、

$$[\phi_{abc}^M] = [\phi_a^M, \phi_b^M, \phi_c^M]^t, \quad [\phi_{fk}^M] = [\phi_{fd}^M, \phi_{kd}^M, \phi_{kq}^M]^t$$

$$[I_{abc}^M] = [i_a^M, i_b^M, i_c^M]^t, \quad [I_{fk}^M] = [i_{fd}^M, i_{kd}^M, i_{kq}^M]^t$$

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & 1 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[C_2] = \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & \cos(2\theta + \pi/3) & \cos(2\theta - \pi/3) \\ \cos(2\theta + \pi/3) & -\cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \pi) \\ \cos(2\theta - \pi/3) & \cos(2\theta - \pi) & -\cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L^M_1] = \begin{bmatrix} L^M_{f0} \cos \theta & L^M_{kd0} \cos \theta & -L^M_{kq0} \sin \theta \\ L^M_{f0} \cos(\theta - 2\pi/3) & L^M_{kd0} \cos(\theta - 2\pi/3) & -L^M_{kq0} \sin(\theta - 2\pi/3) \\ L^M_{f0} \cos(\theta - 4\pi/3) & L^M_{kd0} \cos(\theta - 4\pi/3) & -L^M_{kq0} \sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$[L^M_2] = \begin{bmatrix} L^M_{ffd} & L^M_{fkd} & 0 \\ L^M_{fkd} & L^M_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & L^M_{kkq} \end{bmatrix}$$

(付3.1.3)

ここで、 $[I^M_{abc}]$ は a, b, c 各相の電機子電流を要素とするベクトル、 $[I^M_{fk}]$ は界磁電流、制動巻線電流を要素とするベクトル、 $[C_1]$ 、 $[C_2]$ 、 $[U]$ 、 $[L^M_1]$ 、 $[L^M_2]$ は係数行列である。なお、次に、各相の電機子電圧を要素とするベクトル $[E^M_{abc}]$ 、界磁電圧、制動巻線電圧を要素とするベクトル $[E^M_{fk}]$ に関して

$$[E^M_{abc}] = p [\phi^M_{abc}] - L^M_{ls} [I^M_{abc}] \quad (\text{付3.1.4})$$

$$[E^M_{fk}] = p [\phi^M_{fk}] + [R^M_{fk}] [I^M_{fk}] \quad (\text{付3.1.5})$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} [E^M_{abc}] &= [e^M_a, e^M_b, e^M_c]^t, [E^M_{fk}] = [e^M_{fd}, 0, 0]^t \\ [R^M_{fk}] &= \begin{bmatrix} R^M_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & R^M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R^M_{kq} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付3.1.6})$$

ここで、 $[E^{M_{abc}}]$ は a, b, c 各相の電機子電圧を要素とするベクトル、 $[E^{M_{fk}}]$ は界磁電圧、制動巻線電圧を要素とするベクトルであり、 $L^{M_{ls}}$ はインダクタンス、 $[R^{M_{fk}}]$ は抵抗に関する係数行列、 p は微分演算子 ($p=d/dt$) である。

式(付3.1.3)に示した式(付3.1.1), (付3.1.2)の係数行列には時間関数 θ を含む項があるが、次に示す変換式により電機子側の変数を変換すると式(付3.1.1)(付3.1.2)の係数行列は時間関数を含まない定数項のみの行列に変換される。

$$\left. \begin{aligned} [\phi^{M_{dq}}] &= [A]^{-1} [\phi^{M_{abc}}], \quad [I^{M_{dq}}] = [A]^{-1} [I^{M_{abc}}] \\ [E^{M_{dq}}] &= [A]^{-1} [E^{M_{abc}}] \end{aligned} \right\} \quad (\text{付3.1.7})$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} [\phi^{M_{dq}}] &= [\phi^M_d, \phi^M_q, \phi^M_0]^t, \quad [I^{M_{dq}}] = [i^M_d, i^M_q, i^M_0]^t \\ [E^{M_{dq}}] &= [e^M_d, e^M_q, e^M_0]^t \\ [A] &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \\ [A]^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付3.1.8})$$

変換後の鎖交磁束数、電流ベクトルの各要素を d 軸分, q 軸分, 0 相分と呼ぶ。この変換により式 (付3.1.1), (付3.1.2), (付3.1.4), (付3.1.5)は、

$$[\phi^{M_{dq}}] = -[L^M_3] [I^{M_{dq}}] + [L^M_4] [I^{M_{fk}}] \quad (\text{付3.1.9})$$

$$[\phi^{M_{fk}}] = -3/2 [L^M_4]^t [I^{M_{dq}}] + [L^M_2] [I^{M_{fk}}] \quad (\text{付3.1.10})$$

$$[E_{dq}^M] = p [\phi_{dq}^M] + [C_3] [\phi_{dq}^M] - R_s^M [I_{dq}^M] \quad (\text{付3.1.11})$$

$$[E_{fk}^M] = p [\phi_{fk}^M] + [R_{fk}^M] [I_{fk}^M] \quad (\text{付3.1.12})$$

ただし

$$[L^M_3] = \begin{bmatrix} L^M_d & 0 & 0 \\ 0 & L^M_q & 0 \\ 0 & 0 & L^M_0 \end{bmatrix}$$

$$[L^M_4] = \begin{bmatrix} L^M_{f0} & L^M_{kd0} & 0 \\ 0 & 0 & L^M_{kq0} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[C_3] = \begin{bmatrix} 0 & -p\theta & 0 \\ p\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L^M_d = 3/2 L^M_{aa0} + 3/2 L^M_{aa2} + L^M_1$$

$$L^M_q = 3/2 L^M_{aa0} - 3/2 L^M_{aa2} + L^M_1$$

$$L^M_0 = L^M_1$$

(付3.1.13)

である。また電気出力トルク T_e は

$$T_e = \phi_d^M i_q^M - \phi_q^M i_d^M \quad (\text{付3.1.14})$$

となる。

以上でparkの座標変換ができるが、ここまでの説明はM K S A単位の変数を用いてきたが、これを本章で用いている単位法表現に変換すると、式(付3.1.9)～(付3.1.12)より本章で用いている諸式を得る。

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_d & 0 & 0 \\ 0 & X_q & 0 \\ 0 & 0 & X_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{ad} & X_{aq} & 0 \\ 0 & 0 & X_{aq} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{付3.1.15})$$

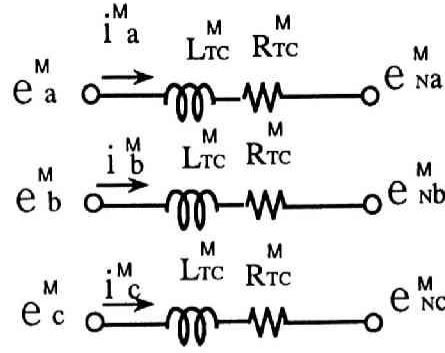
$$\begin{bmatrix} \phi_{fd} \\ \phi_{kd} \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_{ad} & 0 & 0 \\ X_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & X_{aq} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{ffd} & X_{ad} & 0 \\ X_{ad} & X_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & X_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{付3.1.16})$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = (1/\omega_0) p \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -p\Theta & 0 \\ p\Theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} - R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{付3.1.17})$$

$$\begin{bmatrix} R_{fd} e_{fd}/X_{ad} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \phi_{fd} \\ \phi_{kd} \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{付3.1.18})$$

変圧器に関する方程式の導出

本文3.2.2項の仮定(1)より、本章の検討において変換器用変圧器 T_{R1} はその漏れインダクタンスと巻線抵抗だけを考慮すればよいので、 T_{R1} の等価回路は付図3.1.2のようになる。同図において、 e^M_a 、 e^M_b 、 e^M_c はそれぞれ発電機のa, b, c相の電圧、



付図 3.1.2 変圧器等価回路

e_{Na}^M , e_{Nb}^M , e_{Nc}^M はそれぞれダイオードブリッジ変換器の交流側の a, b, c 相の電圧, i_a^M , i_b^M , i_c^M はそれぞれ発電機電機子の a, b, c 相の電流, L_{TC}^M, R_{TC}^M は T_{R1} の漏れインダクタンスと巻線抵抗である。同図より, 電圧と電流の関係は

$$[E_G^M] - [E_N^M] = \begin{bmatrix} L_{TC}^M p + R_{TC}^M & 0 & 0 \\ 0 & L_{TC}^M p + R_{TC}^M & 0 \\ 0 & 0 & L_{TC}^M p + R_{TC}^M \end{bmatrix} [I^M] \quad (\text{付3.1.19})$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } [E_G^M] &= [e_a^M, e_b^M, e_c^M]^t, [E_N^M] = [e_{Na}^M, e_{Nb}^M, e_{Nc}^M], \\ [I^M] &= [i_a^M, i_b^M, i_c^M] \end{aligned} \quad (\text{付3.1.20})$$

と表される。式(付3.1.19)を前述の発電機の場合と同様に (d, q) 軸座標に変換すると,

$$[E_{Gdq}^M] - [E_{Ndq}^M] = \begin{bmatrix} L_{TC}^M p + R_{TC}^M & -L_{TC}^M p \Theta & 0 \\ L_{TC}^M p \Theta & L_{TC}^M p + R_{TC}^M & 0 \\ 0 & 0 & L_{TC}^M p + R_{TC}^M \end{bmatrix} [I_{dq}^M] \quad (\text{付3.1.21})$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } [E_{Gdq}^M] &= [e_d^M, e_q^M, e_0^M]^t, [E_{Ndq}^M] = [e_{Nd}^M, e_{Nq}^M, e_{N0}^M], \\ [I_{dq}^M] &= [i_d^M, i_q^M, i_0^M] \end{aligned} \quad (\text{付3.1.22})$$

となる。ここで、 $[E_{Gdq}^M]$ 、 $[E_{Ndq}^M]$ 、 $[I_{dq}^M]$ は $[E_G^M]$ 、 $[E_N^M]$ 、 $[I^M]$ を (d, q) 軸座標に変換したもので、

$$[E_{Gdq}^M] = [A]^{-1} [E_G^M], [E_{Ndq}^M] = [A]^{-1} [E_N^M], [I_{dq}^M] = [A]^{-1} [I^M] \quad (\text{付3.1.23})$$

の関係がある。

次に得られたMKSA単位系表示による式から単位法表示に変換する。単位法表示による発電機の端子電圧，ダイオードブリッジ変換器の交流側相電圧，変圧器を流れる電流をそれぞれ、

$$[V_G] = [v_d, v_q, v_0]^t, [V_N] = [v_{Nd}, v_{Nq}, v_{N0}]^t, [I] = [i_d, i_q, i_0]^t \quad (\text{付3.1.24})$$

とすると、単位法の定義より

$$[E_{Gdq}^M] = V_{Base}^M [V_G], [E_{Ndq}^M] = V_{Base}^M [V_N], [I_{dq}^M] = I_{Base}^M [I] \quad (\text{付3.1.25})$$

の関係がある。また、 θ と発電機のpu表示による回転角 Θ との関係は、

$$\theta = \omega_0 \Theta \quad (\text{付3.1.26})$$

となる。ここで ω_0 は定格角周波数である。式(付3.1.25)を式(付3.1.21)代入して整理すると

$$[V_G] - [V_N] = 1/Z_{Base}^M \begin{bmatrix} L_{TC}^M p + R_{TC}^M & -L_{TC}^M p \Theta & 0 \\ L_{TC}^M p \Theta & L_{TC}^M p + R_{TC}^M & 0 \\ 0 & 0 & L_{TC}^M p + R_{TC}^M \end{bmatrix} [I_{dq}] \quad (\text{付3.1.27})$$

ただし、 Z_{Base}^M は定格インピーダンスで、 $Z_{Base}^M = V_{Base} / I_{Base}$ である。

ここで、単位法で表示した変圧器 T_{R1} の漏れリアクタンスと巻線抵抗をそれぞれ X_{TC} , R_{TC} とすると

$$L_{TC}^M \omega_0 = X_{TC} Z_{Base}^M, \quad R_{TC}^M = R_{TC} Z_{Base}^M \quad (\text{付3.1.28})$$

であるので、式(付3.1.28)を式(付3.1.27)に代入して整理すると

$$[V_G] - [V_N] = \begin{bmatrix} X_{TC}/\omega_0 p + R_{TC} & -X_{TC} p \Theta & 0 \\ X_{TC} p \Theta & X_{TC}/\omega_0 p + R_{TC} & 0 \\ 0 & 0 & X_{TC}/\omega_0 p + R_{TC} \end{bmatrix} [I_{dq}] \quad (\text{付3.1.29})$$

を得る。式(付3.1.29)の第1行に関する式が本文の式(3.16)に、第2行に関する式が式(3.17)に対応する。

付録 3. 2 直流系の定数換算

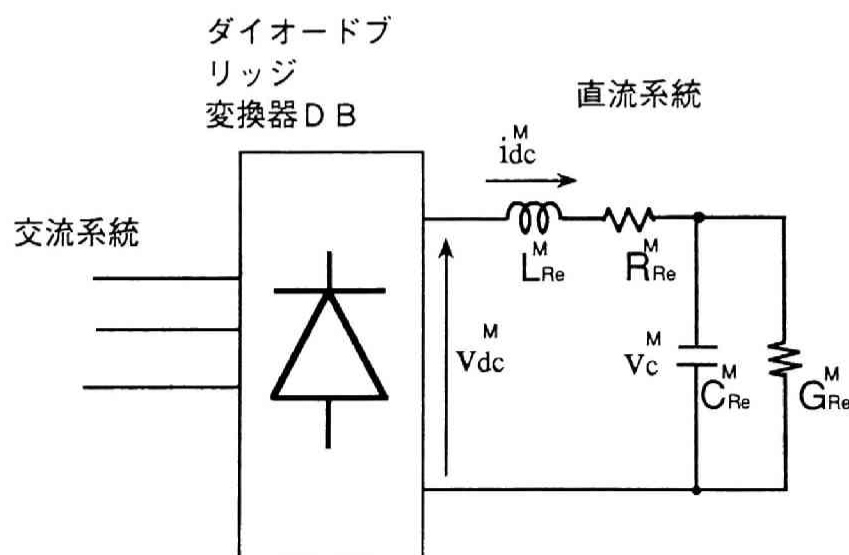
通常半導体電力変換装置の解析においては、実際に流れる電流や、発生する電圧をそのまま物理単位（A，V）で表す。しかし、交流系統と直流系統を統一的に扱う場合は、それぞれ独立の単位系を用いると、交流系と直流系の相互作用を見るような場合、その都度換算する必要が生じ、不便である。そこで、電力系統工学で広く用いられている単位法により統一することが望ましい。

付図3.2.1に一般的な直流回路とダイオードブリッジの回路図を示す。同図において、DBはダイオードブリッジ、 L_{Re}^M 、 R_{Re}^M はそれぞれ平滑用リアクトルのインダクタンスと抵抗、 C_{Re}^M は平滑用キャパシタのキャパシタンス、 G_{Re}^M は負荷抵抗のコンダクタンス、 i_{dc}^M は平滑用リアクトル電流、 v_{dc}^M はDBの直流側電圧、 v_c^M は平滑用キャパシタの端子電圧である。単位系はすべてMKS A単位系であるので単位法表示との区別を明確にするため変数、定数の右上にMを付加する。この時、直流系統の方程式は、

$$v_{dc}^M - v_c^M = L_{Re}^M p i_{dc}^M + R_{Re}^M i_{dc}^M \quad (\text{付3.2.1})$$

$$i_{dc}^M = C_{Re}^M p v_c^M + G_{Re}^M v_c^M \quad (\text{付3.2.2})$$

となる。



付図 3.2.1 直流回路とダイオードブリッジ

この方程式を単位法で表すことにする。単位法で表すためには基準となる定格値を決める必要がある。この場合、直流系統の定格電力 P_{dcrate}^M は交流系統の定格電力 P_{acrate}^M と等しくすべきであるが、もうひとつの基準を電圧とするか電流とするか、また、その基準定格をいくらにするかは解析結果の吟味のし易さなどからケースバイケースで選ぶことが出来る。ここでは、DBの交流側が定格電圧で直流側が無負荷時の v_{dc}^M の値を定格電圧 V_{dcrate}^M とする。すると、定格電流 I_{dcrate}^M 、直流系統の定格インピーダンス Z_{dcrate}^M 、定格アドミッタンス Y_{dcrate}^M は以下に示すように一意的に決る。

$$I_{\text{dcrate}}^M = (P_{\text{dcrate}}^M / V_{\text{dcrate}}^M) \quad (\text{付3.2.3})$$

$$Z_{\text{dcrate}}^M = V_{\text{dcrate}}^M / I_{\text{dcrate}}^M \quad (\text{付3.2.4})$$

$$Y_{\text{dcrate}}^M = 1 / Z_{\text{dcrate}}^M \quad (\text{付3.2.5})$$

である。今、MKSA単位系の変数 i_{dc}^M 、 v_{dc}^M 、 v_c^M を単位法表示にした変数をそれぞれの右上のMを取ったものすなわち i_{dc} 、 v_{dc} 、 v_c と表わせば式(付3.2.1)(付3.2.2)は、

$$v_{\text{dc}} V_{\text{dcrate}} - v_c V_{\text{dcrate}} = L_{\text{Re}}^M p i_{\text{dc}} I_{\text{dcrate}} + R_{\text{Re}}^M i_{\text{dc}} I_{\text{dcrate}} \quad (\text{付3.2.6})$$

$$i_{\text{dc}} I_{\text{dcrate}} = C_{\text{Re}}^M p v_c V_{\text{dcrate}} + G_{\text{Re}}^M v_c V_{\text{dcrate}} \quad (\text{付3.2.7})$$

これを整理すると、

$$(R_D + L_D p) i_{\text{dc}} = (v_{\text{dc}} - v_c) \quad (\text{付3.2.8})$$

$$(G_N + C_N \cdot p) v_c = i_{\text{dc}} \quad (\text{付3.2.9})$$

となる。ここで、 $R_D = (R_{\text{Re}}^M / Z_{\text{dcrate}}^M)$ 、 $L_D = (L_{\text{Re}}^M / Z_{\text{dcrate}}^M)$ 、 $G_N = (G_{\text{Re}}^M / Y_{\text{dcrate}}^M)$ 、 $C_N = (C_{\text{Re}}^M / Y_{\text{dcrate}}^M)$ である。この L_D が単位法表示した平滑用リアクトルDCLのインダクタンスである。交流系で用いる単位化したインピーダンスと異なり、無次元ではなく H/Ω という単位である。キャパシタンスも同様に単位は $\text{F}\Omega$ となる。ある。ただし、抵抗、及びコンダクタンスについては、交流系と同じく無次元となる。

付録 3. 3 交直変換部に関する単位化表現と転流現象による直流電圧降下の補正

〔単位化〕

付図3.3.1に一般化した交直変換装置を含む系統を示す。同図においてEは交流系統を表わす3相電圧源、 v^{M}_{ac} はその線間電圧、 TR_1 は変換装置用変圧器、 L^{M}_{TC} は TR_1 の漏れインダクタンス、 K は TR_1 の巻数比、DBはダイオードブリッジ変換器、 v^{M}_{dc} はDBの直流側電圧、 i^{M}_{dc} はDBの直流側電流である。単位系はM K S A単位系である。

今、 i^{M}_{dc} が一定であると仮定すると、

$$v^{M}_{dc} = (3\sqrt{2}/\pi) K v^{M}_{ac} - (3/\pi) \omega_0 L^{M}_{TC} K^2 i^{M}_{dc} \quad (\text{付3.3.1})$$

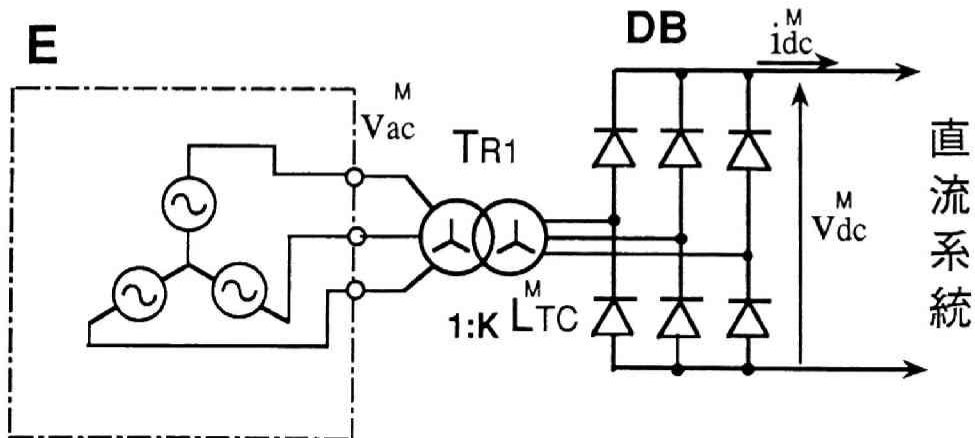
が成立する。⁽¹⁰⁾ ここで ω_0 は交流系統の定格角周波数(rad/s)である。

しかし、本章で扱っている自励振動現象では i^{M}_{dc} は一定ではなく振動しているので、その変化に対する漏れインダクタンス L^{M}_{TC} による起電力を考慮すると、式(付3.3.1)は

$$v^{M}_{dc} = (3\sqrt{2}/\pi) K v^{M}_{ac} - (3/\pi) \omega_0 L^{M}_{TC} K^2 i^{M}_{dc} - 2 K^2 L^{M}_{TC} p i^{M}_{dc} \quad (\text{付3.3.2})$$

となる。式(付3.3.2)の変数を付録 3. 2で述べた単位法の変数に置換えると同式は、

$$v_{dc} = (3\sqrt{2}/\pi) K (V^{M}_{acrate}/V^{M}_{dcrate}) v_{ac} - (3/\pi) \omega_0 L^{M}_{TC} K^2 (I^{M}_{dcrate}/V^{M}_{dcrate}) i_{dc} - 2 K^2 L^{M}_{TC} (I^{M}_{dcrate}/V^{M}_{dcrate}) p i_{dc} \quad (\text{付3.3.3})$$



付図 3.3.1 交直変換装置を含む系統

となる。ここで、 V_{acrate}^M は交流系統の定格線間電圧である。

交流系の定格と直流系の定格の関係は付録3.2で述べたように、ダイオードブリッジ変換器DBの交流側の線間電圧 v_{ac}^M が定格電圧で直流系統が無負荷の時の、直流側電圧 v_{dc}^M の値を定格電圧としているので、(付3.3.2)式より、直流電圧定格 V_{dcrate}^M は

$$V_{dcrate}^M = (3\sqrt{2}/\pi) K V_{acrate}^M \quad (\text{付3.3.4})$$

となる。また、電力は等しいということから

$$I_{dcrate}^M = P_{dcrate}^M / V_{dcrate}^M = P_{acrate}^M / \{(3\sqrt{2}/\pi) K V_{acrate}^M\} \quad (\text{付3.3.5})$$

を得る。これを(付3.3.3)式に代入すると

$$v_{dc} = v_{ac} - (3/\pi) \omega_0 L_{TC}^M K^2 [P_{acrate}^M / \{(3\sqrt{2}/\pi) K V_{acrate}^M\}^2] i_{dc} \\ - 2K^2 L_{TC}^M [P_{acrate}^M / \{(3\sqrt{2}/\pi) K V_{acrate}^M\}^2] p i_{dc} \quad (\text{付3.3.6})$$

ここで、 $(V_{acrate}^M)^2 / P_{acrate}^M = Z_{acrate}^M$ であるので

$$v_{dc} = v_{ac} - (\pi/6) X_{CC} i_{dc} - (\pi/3)^2 L_{CC} p i_{dc} \quad (\text{付3.3.7})$$

となる。ここで、 $X_{CC} = \omega_0 L_{TC}^M / Z_{acrate}^M$ は交流系の単位法で表したトランスの漏れインピーダンスの値であり(単位p u)、転流インピーダンスとも呼ばれる。また、 L_{CC} は、単位化した漏れインダクタンスで、 $L_{CC} = L_{TC}^M / Z_{acrate}^M = X_{CC} / \omega_0$ である。

〔転流現象による直流電圧降下の補正〕

さて、本章の解析においては、変換装置用変圧器による電圧降下は、式(3.16)、(3.17)に示すように交流系統で扱っている。ダイオードブリッジの交流側電圧 v_N は、変換装置用変圧器の漏れリアクタンスの降下を考慮した後の電圧であり、 v_N を電圧源の電圧と考えると、 v_N からダイオードブリッジの間にはリアクタンスは存在しないので、式(付3.3.7)において v_{ac} を v_N とし X_{CC} 、 L_{CC} を0と置くことで v_{dc} と v_N の関係は

$$v_{dc} = v_N \quad (\text{付3.3.8})$$

とすることが出来る。しかし、(3.16)，(3.17)式は正弦波交流理論を元としているのに対し、ダイオードブリッジの交流側電流は矩形波であり、 v_{dc} も高調波成分を含んだ波形となっている。このような要素を考慮し、解析結果の精度を高めるため、補正要素を導入し、

$$v_{dc} = v_N - (\pi/6)X_{cc}i_{dc} - (\pi/3)^2L_{cc}p i_{dc} \quad (\text{付3.3.9})$$

という式で v_{dc} と v_N を関係付けることにする。ここで、補正項 X_{cc} ， L_{cc} の間には、 $X_{cc}=\omega_0L_{cc}$ の関係があるものとする。 X_{cc} の値をどう設定するかは一概にはいえないが、 $X_{cc}=X_{Tc}$ とすれば、変換装置用変圧器の漏れリアクタンスを交流系統で考慮し、さらに、(付3.3.9)でも考慮することになり、二重に考慮してしまうことになる。従って、 $X_{cc}<X_{Tc}$ となるのが普通である。 $X_{cc}=L_{cc}=0$ としても本章で扱った自励振動現象は概略解析出来る。この補正は実用解析では必要であるが、自励振動現象に本質的に関与するものではない。

付録3. 4 基礎方程式から基礎微分方程式への展開

本文の式(3. 1)～(3. 27)の基礎方程式の中には変数の積の項や三角関数等非線形な要素があるので、ある運用状態近傍の微小変化量に関する線形方程式(基礎微分方程式と呼ぶ)を導出し、その方程式で安定判別を行う。ここでは、その展開について補足説明をする。

まず、発電機の方程式(3. 1)～(3. 10)は例えば、式(3. 1)の $\phi_q \cdot d\Theta/dt$ というような変数の積の項があるので、これを線形近似し、鎖交磁束数(ϕ_d 等)の項を消去すると

$$\left[\begin{array}{c} R_{fd} e_{fd}/X_{ad} \\ 0 \\ \Delta v_d \\ 0 \\ \Delta v_q \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccccc} X_{ffd} & X_{ad} & -X_{ad} & 0 & 0 \\ X_{ad} & X_{kkd} & -X_{ad} & 0 & 0 \\ X_{ad}/\omega_0 & X_{ad}/\omega_0 & -X_d/\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_{kkq} & -X_{aq} \\ 0 & 0 & 0 & X_{aq}/\omega_0 & -X_q/\omega_0 \end{array} \right] p[I_1] + \left[\begin{array}{cccccc} R_{fd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_a & -X_{aq} & X_q & X_q i_{q0} \\ 0 & 0 & 0 & R_{kq} & 0 & 0 \\ X_{ad} & X_{ad} & -X_d & 0 & -R_a & (e_{fd0} - X_d i_{d0}) \end{array} \right] [I_2]$$

ただし

$$[I_1] = [\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q]^t$$

$$[I_2] = [\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q, \Delta \omega]^t$$

$$\Delta \omega = \Delta(p\Theta)$$

(付3.4.1)*

となる。次に、交流線路については、式(3. 16)，(3. 17)が

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta v_{Nd} \\ \Delta v_{Nq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (X_{TC}/\omega_0)p + R_{TC} & -X_{TC} & -X_{TC} i_{q0} \\ X_{TC} & (X_{TC}/\omega_0)p + R_{TC} & X_{TC} i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \quad (\text{付3.4.2})$$

となる。次に、同期機のAVRについては、まず、式(3.11)が

$$\Delta v_G = (v_{d0}/v_{G0})\Delta v_d + (v_{q0}/v_{G0})\Delta v_q \quad (\text{付3.4.3})$$

となり、式(3.13)が

$$(1 + T_A p)\Delta e_{fd} = -K_A \Delta v_G \quad (\text{付3.4.4})$$

となる。次に、発電機回転運動方程式(3.14)及び、電気トルクの式(3.15)は

$$M p \Delta \omega + D \Delta \omega = -\Delta T_e \quad (\text{付3.4.5})$$

$$\Delta T_e = [X_{ad} i_{q0}, X_{aq} i_{d0}, -(X_d - X_q) i_{q0}, -X_{aq} i_{d0}, \{e_{fd0} - (X_d - X_q)\}] [I_1] \quad (\text{付3.4.6})$$

となる。次に、直流系については、式(3.18)，(3.19)より

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_D + L_D p & 1 \\ 1 & G_N + C_N p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dc} \\ \Delta v_c \end{bmatrix} \quad (\text{付3.4.7})$$

となる。さらに、交直変換部モデルは、式(3.20)が

$$\Delta v_{dc} = \Delta v_N - (\pi/6) X_{cc} \Delta i_{dc} - (\pi/3)^2 L_{cc} p \Delta i_{dc} \quad (\text{付3.4.8})$$

式(3.21)が

$$\Delta v_{dc} = v_{N0}(-\sin \varphi_0) \Delta \varphi + \cos \varphi_0 \Delta v_N \quad (\text{付3.4.9})$$

式(3.22)が

$$\Delta P_{dc} = i_{G0} \cos \varphi_0 \Delta v_N + v_{N0} \cos \varphi_0 \Delta i_N + v_{N0} i_{G0}(-\sin \varphi_0) \Delta \varphi \quad (\text{付3.4.10})$$

式(3.23)が

$$\Delta P_{dc} = v_{dc0} \Delta i_{dc} + i_{dc0} \Delta v_{dc} \quad (\text{付3.4.11})$$

式(3.25)～(3.28)が

$$\Delta v_{Nd} = v_{N0}(\cos \delta_0) \Delta \delta + \sin \delta_0 \Delta v_N \quad (\text{付3.4.12})$$

$$\Delta v_{Nq} = v_{N0}(-\sin \delta_0) \Delta \delta + \cos \delta_0 \Delta v_N \quad (\text{付3.4.13})$$

$$\Delta i_d = i_{G0} \cos(\delta_0 + \varphi_0)(\Delta \delta + \Delta \varphi) + \sin(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_G \quad (\text{付3.4.14})$$

$$\Delta i_q = i_{G0}\{-\sin(\delta_0 + \varphi_0)\}(\Delta \delta + \Delta \varphi) + \cos(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_G \quad (\text{付3.4.15})$$

となる。ここで、状態変数は Δi_{fd} , Δi_{kd} , Δi_d , Δi_{kq} , Δi_q , Δe_{fd} , $\Delta \omega$, Δv_c の8変数である。従って、式(付3.4.1)～(付3.4.15)から、従属変数を消去して8個の状態方程式を導出し、系の安定判別を行う。

まず、式(付3.4.1)の第1, 2, 4式は状態変数のみの式であるから、そのままよい。
次に、式(付3.4.5)(付3.4.6)より

$$M p \Delta \omega + D \Delta \omega = - [X_{ad} i_{q0}, X_{ad} i_{q0}, -(X_d - X_q) i_{q0}, -X_{aq} i_{d0}, \\ \{e_{fd0} - (X_d - X_q) i_{d0}\}] [I_1] \quad (\text{付3.4.16})^*$$

となる。次に、式(付3.4.3), (付3.4.4)より

$$(1 + T_A p) \Delta e_{fd} = -K_A \{ (v_{d0}/v_{G0}) \Delta v_d + (v_{q0}/v_{G0}) \Delta v_q \} \quad (\text{付3.4.17})$$

この Δv_d , Δv_q に式(付3.4.1)の第3, 5式を代入すると

$$\begin{aligned} (1 + T_A p) \Delta e_{fd} &= -K_A (v_{d0}/v_{G0}) \{ [X_{ad}/\omega_0, X_{ad}/\omega_0, -X_d/\omega_0, 0, 0] \\ &\quad p [I_1] + [0, 0, -R_a, -X_{aq}, X_q, X_q i_{q0}] [I_2] \} \\ &\quad -K_A (v_{q0}/v_{G0}) \{ [0, 0, 0, X_{aq}/\omega_0, -X_q/\omega_0] p [I_1] \\ &\quad + [X_{ad}, X_{ad}, -X_d, 0, -R_a, e_{fd0} - X_d i_{d0}] [I_2] \} \\ &= [-K_A v_{d0} X_{ad}/(v_{G0} \omega_0), -K_A v_{d0} X_{ad}/(v_{G0} \omega_0), \\ &\quad K_A v_{d0} X_d/(v_{G0} \omega_0), -K_A v_{q0} X_{aq}/(v_{G0} \omega_0), \\ &\quad K_A v_{q0} X_q/(v_{G0} \omega_0)] p [I_1] + (K_A/v_{G0}) [-v_{q0} X_{ad}, \\ &\quad v_{q0} X_{ad}, v_{d0} R_a + v_{q0} X_d, v_{d0} X_{aq}, v_{q0} R_a - v_{d0} X_q, \\ &\quad v_{d0} X_q i_{q0} - v_{q0} (e_{fd0} - X_d i_{d0})] [I_2] \quad (\text{付3.4.18})^* \end{aligned}$$

となる。

次に、式(付3.4.14), (付3.4.15)より

$$\Delta i_{dc} = (i_{d0}/i_{dc0}) \Delta i_d + (i_{q0}/i_{dc0}) \Delta i_q \quad (\text{付3.4.19})$$

であるので、式(付3.4.7)の第2式は

$$-\{ (i_{d0}/i_{dc0}) \Delta i_d + (i_{q0}/i_{dc0}) \Delta i_q \} + (G_N + C_N p) \Delta v_c = 0 \quad (\text{付3.4.20})^*$$

となる。さらに、式(付3.4.12), (付3.4.13)より

$$\Delta v_N = (v_{Nd0}/v_{N0}) \Delta v_{Nd} + (v_{Nq0}/v_{N0}) \Delta v_{Nq} \quad (\text{付3.4.21})$$

となる。また、式(付3.4.2)で

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Delta v_{Nd} \\ \Delta v_{Nq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (X_{Tc}/\omega_0)p + R_{Tc} & -X_{Tc} & -X_{Tc} i_{q0} \\ X_{Tc} & (X_{Tc}/\omega_0)p + R_{Tc} & X_{Tc} i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} X_{ad}/\omega_0 & X_{ad}/\omega_0 & -X_d/\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_{aq}/\omega_0 & -X_q/\omega_0 \end{bmatrix} p[I_1] \\
&\quad - \begin{bmatrix} (X_{Tc}/\omega_0)p + R_{Tc} & -X_{Tc} & -X_{Tc} i_{q0} \\ X_{Tc} & (X_{Tc}/\omega_0)p + R_{Tc} & X_{Tc} i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \quad (\text{付3.4.22})
\end{aligned}$$

であるので、 Δv_N は式(付3.4.21)に式(付3.4.22)の v_{Nd0} 、 v_{Nq0} を代入して

$$\begin{aligned}
\Delta v_N &= 1/(v_{N0}\omega_0) [v_{Nd0}X_{ad}, v_{Nd0}X_{ad}, -v_{Nd0}X_d, -v_{Nd0}X_{Tc}, v_{Nq0}X_{aq}, \\
&\quad v_{Nq0}X_q, v_{Nq0}X_{Tc}] p[I_1] + [0, 0, v_{Nd0}R_{Tc}/v_{N0} - v_{Nq0}X_{Tc}/v_{N0}, \\
&\quad 0, 0, v_{Nd0}X_{Tc}/v_{N0} - v_{Nq0}R_{Tc}/v_{N0}, X_{Tc}(i_{d0} + i_{q0})][i_2] \quad (\text{付3.4.23})
\end{aligned}$$

となる。次に、式(付3.4.7),(付3.4.8)より

$$(R_D + L_D p)\Delta i_{dc} + \Delta v_c = \Delta v_N - (\pi/6)X_{cc}\Delta i_{dc} - (\pi/3)^2 L_{cc} p \Delta i_{dc} \quad (\text{付3.4.24})$$

となるので、これに式(付3.4.19),(付3.4.23)を代入して Δi_{dc} と Δv_N を消去すると

$$\begin{aligned}
&[v_{Nd0}X_{ad}/(v_{N0}\omega_0), v_{Nd0}X_{ad}/(v_{N0}\omega_0), -v_{Nd0}X_d/(v_{N0}\omega_0) - v_{Nd0}X_{Tc}/(v_{N0}\omega_0) - i_{d0}/i_{dc0}\{L_D + (\pi/3)^2 L_{cc}\}, v_{Nq0}X_{aq}/(v_{N0}\omega_0), v_{Nq0}(X_q + X_{Tc})/(v_{N0}\omega_0) \\
&- i_{q0}/i_{dc0}\{L_D + (\pi/3)^2 L_{cc}\}] p[I_1] \\
&+ [0, 0, v_{Nd0}R_{Tc}/v_{N0} - v_{Nq0}X_{Tc}/v_{N0} - i_{d0}/i_{dc0}(R_D + \pi X_{cc}/6), 0,
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & v_{Nd0} X_{TC} / v_{N0} - v_{Nq0} R_{TC} / v_{N0} - i_{q0} (R_D + \pi X_{CC} / 6) / i_{dc0}, X_{TC} (i_{d0} + i_{q0})] \\ [I_2] - \Delta v_c &= 0 \end{aligned} \quad (\text{付3/4/25})^*$$

最後に、式(付3.4.9)の Δv_{dc} 、 $\Delta \varphi$ 、 Δv_N を状態変数で置換えた式を導出する。
 Δv_{dc} は式(付3.4.7)の上式、 Δv_N は式(付3.4.23)により状態変数のみの式で表されるので、 $\Delta \varphi$ を状態変数のみの式で表現する。まず、式(付3.4.12)に $\cos \delta_0$ をかけ、式(付3.4.13)に $\sin \delta_0$ をかけて引くと

$$\Delta \delta = 2 / v_{N0} (\cos \delta_0 \Delta v_{Nd} - \sin \delta_0 \Delta v_{Nq}) \quad (\text{付3.4.26})$$

次に、式(付3.4.14)に $\cos(\delta_0 + \varphi_0)$ を掛け、式(付3.4.15)に $\sin(\delta_0 + \varphi_0)$ を掛けて引くと

$$\Delta \varphi = 1 / i_{dc0} \{ \cos(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_d - \sin(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_q \} - \Delta \delta$$

さらに式(付3.4.26)の $\Delta \delta$ を代入すると

$$\begin{aligned} \Delta \varphi &= 1 / i_{dc0} \{ \cos(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_d - \sin(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_q \} \\ &\quad - 1 / v_{N0} [\cos \delta_0, -\sin \delta_0] [\Delta v_{Nd}, \Delta v_{Nq}]^t \end{aligned}$$

ここに式(付3.4.22)の Δv_{Nd} 、 Δv_{Nq} を代入すると

$$\begin{aligned} \Delta \varphi &= 1 / i_{dc0} \{ \cos(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_d - \sin(\delta_0 + \varphi_0) \Delta i_q \} \\ &\quad - 1 / v_{N0} [\cos \delta_0, -\sin \delta_0] \{ [X_1] p [I_1] - [X_2] [I_2] \} \end{aligned}$$

ただし

$$[X_1] = \begin{bmatrix} X_{ad} / \omega_0 & X_{ad} / \omega_0 & -X_d / \omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_{aq} / \omega_0 & -X_q / \omega_0 \end{bmatrix}$$

$$[X_2] = \begin{bmatrix} (X_{TC}/\omega_0)p + R_{TC} & -X_{TC} & -X_{TC} i_{q0} \\ X_{TC} & (X_{TC}/\omega_0)p + R_{TC} & X_{TC} i_{d0} \end{bmatrix}$$

(付3.4.27)

を得る。式(付3.4.9)を変形すると

$$\Delta v_{dc} - v_{N0}(-\sin \varphi_0) \Delta \varphi - \cos \varphi_0 \Delta v_N = 0$$

となるので、これに式(付3.4.7)の上式より Δv_{dc} を、式(付3.4.27)より $\Delta \varphi$ を、式(付3.4.23)より Δv_N を代入して整理すると

$$\begin{aligned} & (R_D + L_D p) [i_{d0}/i_{dc0}, i_{q0}/i_{dc0}] [\Delta i_d, \Delta i_q]^t + \Delta v_c \\ & + v_{N0} \sin \varphi_0 / i_{dc0} [\cos(\delta_0 + \varphi_0), -\sin(\delta_0 + \varphi_0)] [\Delta i_d, \Delta i_q]^t \\ & - \{ \sin \varphi_0 [\cos \delta_0, -\sin \delta_0] + \cos \varphi_0 [\cos \delta_0, \sin \delta_0] \} \\ & \{ [X_1] p [I_1] - [X_2] [I_2] \} \end{aligned} \quad (\text{付3.4.28})^*$$

以上のように、式(付3.4.1)～(付3.4.15)を整理すると、 Δi_{fd} , Δi_{kd} , Δi_d , Δi_{kq} , Δi_q , Δe_{fd} , $\Delta \omega$, Δv_c に関する8個の方程式、すなわち(付3.4.1)の第1, 2, 4式, (付3.4.16), (付3.4.18), (付3.4.20), (付3.4.25), (付3.4.28)(式番号の右上に*を付けた式)が得られる。これら8式は状態変数だけを含む微分方程式となっているので、これより固有値を求め、その実数部分の正負により、自励振動現象の有無を判定できる。

これらの式を再掲すると

$$\begin{bmatrix} (R_{fd}/X_{ad}) \Delta e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} X_{ffd}, & X_{ad}, & -X_{ad}, & 0, & 0 \\ X_{ad}, & X_{kkd}, & -X_{ad}, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & X_{kkq}, & -X_{aq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} p \Delta i_{fd} \\ p \Delta i_{kd} \\ p \Delta i_d \\ p \Delta i_{kq} \\ p \Delta i_q \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} R_{fd}, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & R_{kd}, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & R_{kq}, & 0, & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{kd} \\ \Delta i_d \\ \Delta i_{kq} \\ \Delta i_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix}$$

(付3.4.29)

$$M p \Delta \omega + D \Delta \omega = - [X_{ad} i_{q0}, X_{ad} i_{q0}, -(X_d - X_q) i_{q0}, -X_{aq} i_{d0}, \\
\{e_{fd} - (X_d - X_q) i_{d0}\}] \times \\
[\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q]^t \quad (\text{付3.4.30})$$

$$(1 + T_A p) \Delta e_{fd} = [-K_A v_{d0} X_{ad} / (v_{G0} \omega_0), -K_A v_{d0} X_{kkd} / (v_{G0} \omega_0), \\
K_A v_{d0} X_{ad} / (v_{G0} \omega_0), \\
-K_A v_{q0} X_{aq} / (v_{G0} \omega_0), K_A v_{q0} X_q / (v_{G0} \omega_0)] \\
\times [p \Delta i_{fd}, p \Delta i_{kd}, p \Delta i_d, p \Delta i_{kq}, p \Delta i_q]^t \\
+ [-K_A (1/v_{G0}) v_{q0} X_{ad}, -K_A (1/v_{G0}) v_{q0} X_{ad}, \\
K_A (1/v_{G0}) (v_{d0} R_a + v_{q0} X_d), K_A (1/v_{G0}) v_{d0} X_{aq}, \\
K_A (1/v_{G0}) (-v_{d0} X_q + v_{q0} R_a), \\
-K_A (1/v_{G0}) \{v_{d0} X_q i_{q0} + v_{q0} (e_{fd0} - X_d i_{d0})\}] \\
\times [\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q, \Delta \omega]^t \quad (\text{付3.4.31})$$

$$- \{(i_{d0}/i_{dc0}) \Delta i_d + (i_{q0}/i_{dc0}) \Delta i_q\} + (G_N + C_N p) \Delta v_c = 0 \quad (\text{付3.4.32}) \\
[(v_{Nd0}/v_{N0}) (X_{ad}/\omega_0), (v_{Nd0}/v_{N0}) (X_{ad}/\omega_0), \\
-(v_{Nd0}/v_{N0}) (1/\omega_0) (X_d + X_{TC}) - (i_{d0}/i_{dc0}) \{L_D + (\pi/3)^2 L_{CC}\},$$

$$\begin{aligned}
& (v_{Nq0}/v_{N0})(X_{aq}/\omega_0), \\
& -(v_{Nq0}/v_{N0})(1/\omega_0)(X_q+X_{TC})-(i_{q0}/i_{dc0})\{L_D+(\pi/3)^2L_{cc}\}] \\
& \times [p\Delta i_{fd}, p\Delta i_{kd}, p\Delta i_d, p\Delta i_{kq}, p\Delta i_q]^t \\
& + [0, 0, -(v_{Nd0}/v_{N0})R_{TC}-(v_{Nq0}/v_{N0})X_{TC}-(i_{d0}/i_{dc0})(R_D+\pi X_{cc}/6), \\
& 0, (v_{Nd0}/v_{N0})X_{TC}-(v_{Nq0}/v_{N0})R_{TC}-(i_{q0}/i_{dc0})(R_D+\pi X_{cc}/6), \\
& X_{TC}(i_{d0}+i_{q0})] \times [\Delta i_{fd}, \Delta i_{kd}, \Delta i_d, \Delta i_{kq}, \Delta i_q, \Delta \omega]^t - \Delta v_c = 0 \\
& \text{(付3.4.33)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& [R_D(i_{d0}/i_{dc0})+v_{N0}\sin\phi_0\cos(\delta_0+\phi_0)/i_{dc0}-R_{TC}\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0) \\
& +X_{TC}\sin\delta_0(\sin\phi_0-\cos\phi_0), \\
& R_D(i_{q0}/i_{dc0})-v_{N0}\sin\phi_0\sin(\delta_0+\phi_0)/i_{dc0}+X_{TC}\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0) \\
& +R_{TC}\sin\delta_0(\sin\phi_0-\cos\phi_0), \\
& -X_{TC}i_{q0}\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0)+X_{TC}i_{d0}\sin\delta_0(\sin\phi_0-\cos\phi_0)] \\
& \times [\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta \omega]^t \\
& + [-(X_{ad}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0), -(X_{ad}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0), \\
& L_D(i_{d0}/i_{dc0})+(X_d/\omega_0+X_{TC}/\omega_0)\cos\delta_0(\sin\phi_0+\cos\phi_0), \\
& (X_{aq}/\omega_0)\sin\delta_0(\sin\phi_0-\cos\phi_0), \\
& L_D(i_{q0}/i_{dc0})-(X_q/\omega_0+X_{TC}/\omega_0)\sin\delta_0(\sin\phi_0-\cos\phi_0) \\
& \times [p\Delta i_{fd}, p\Delta i_{kd}, p\Delta i_d, p\Delta i_{kq}, p\Delta i_q]^t + \Delta v_c = 0 \\
& \text{(付3.4.34)}
\end{aligned}$$

式(付3.5.29)～(付3.4.34)を行列を用いて表現したものが本章の式(3.30)～(3.33)である。

付録4 第4章の付録：伝達関数ブロック図で表現された系統の過渡応答解析用プログラム

本章の数値解法に用いたプログラムは伝達関数ブロック図で表現された系統の過渡応答を解析するプログラムBACS-II (Block diagram Analysis Compiler System - II) である。伝達関数の接続状態を入力データとして与えシミュレーションを行うことができる。なお、付表4.1にプログラムの規模を示す。

付表4.1 BACS-IIの規模

| 項目 | 最大数 |
|----------------|---|
| 入出力変数 | 250 |
| 関数 | 250 |
| 積分系関数（積分，一次遅れ） | 100 |
| 関数の種類 | 積分，一次遅れ， 飽和，不感帯，ヒステリシス，sin，cos 比較器，量子化器 等 |

付録5 第5章の付録：

付録5.1 SVCのサセプタンス変化に対する交流系統の過渡応答特性

本文の式(5.1)～(5.16)，(5.21)～(5.24)より，ある運転状態近傍の微小変化量に関する線形近似式を導出し，SVCのサセプタンスの微小変化量 Δb_{svc} に対する送電線路の有効電力の微小変化量 ΔP_{GS} ， ΔP_{SB} の応答を表わす伝達関数を求める。

まず微小変化量に対する基礎線形方程式を導出する。

(1) 交流系統に対する方程式

[発電機系]

本文の式(5.1)～(5.6)は，

電圧の式：

電機子回路

$$\Delta v_d = -R_a \Delta i_d - \Delta \phi_q \quad (\text{付5.1.1})$$

$$\Delta v_q = -R_a \Delta i_q + \Delta \phi_d \quad (\text{付5.1.2})$$

界磁回路

$$(R_{fd}/X_{ad}) \Delta e_{fd} = p \Delta \phi_{fd} + R_{fd} \Delta i_{fd} \quad (\text{付5.1.3})$$

鎖交磁束数の式：

電機子回路

$$\Delta \phi_d = X_{ad} \Delta i_{fd} - X_d \Delta i_d \quad (\text{付5.1.4})$$

$$\Delta \phi_q = -X_q \Delta i_q \quad (\text{付5.1.5})$$

界磁回路

$$\Delta \phi_{fd} = X_{ffd} \Delta i_{fd} - X_{ad} \Delta i_d \quad (\text{付5.1.6})$$

となる。ここでは、定常状態においては発電機は定格回転数で運転されるものとし、pu単位による発電機回転子角周波数 ω ，すなわち発電機のpu回転角の微分 $p\theta$ の定常値は1とし、その変化による項は、他の項に比べ小さいと仮定し無視した。次に発電機励磁系について、式(5.7)，(5.8)が

$$\Delta v_G = (v_{d0}/v_{G0})\Delta v_d + (v_{q0}/v_{G0})\Delta v_q \quad (\text{付5.1.7})$$

$$T_{A1} p \Delta e_{fd} + K_A T_{A2} p \Delta v_G = -K_A \Delta v_G - \Delta e_{fd} \quad (\text{付5.1.8})$$

となる。また、式(5.9)，(5.10)は、隣接交流系統PSNを模擬する無限大容量発電機 G_2 の回転子位相を基準とした G_1 の回転子位相差 $\delta_G(\text{rad})$ を用いて以下のように変換する。

まず、角度について整理すると G_2 の回転子位相 $\theta_B(\text{rad})$ は

$$\theta_B = \omega_0 t \quad (\text{付5.1.9})$$

と表わされる。発電機 G_1 の回転子位相 $\theta_G(\text{rad})$ は、 θ_B よりも δ_G 進んでいるので

$$\theta_G = \omega_0 t + \delta_G \quad (\text{付5.1.10})$$

と表わすことができる。本文の θ は θ_G を ω_0 で割って規格化したものであるので

$$\theta = t + (\delta_G/\omega_0) \quad (\text{付5.1.11})$$

となる。(付5.1.11)式を本文の式(5.9)に代入すると

$$(M/\omega_0) p^2 \delta_G + D + (D/\omega_0) p \delta_G = T_M - T_e \quad (\text{付5.1.12})$$

となる。ここで

$$\omega_d = (1/\omega_0) p \delta_G \quad (\text{付5.1.13})$$

と置くと式(付5.1.12)は

$$M p \omega_d + D + D \omega_d = T_M - T_e \quad (\text{付5.1.14})$$

となる。(付5.1.11)の両辺を微分して整理すると $\omega_d = (1/\omega_0) p \delta_G = \omega - 1$ となる。したがって、 ω_d をpu単位による発電機回転子角周波数偏差と呼ぶ。これより、微小変化量に関する式は

$$\Delta \omega_d = (1/\omega_0) p \Delta \delta_G \quad (\text{付5.1.15})$$

$$M p \Delta \omega_d + D \Delta \omega_d = -\Delta T_e \quad (\text{付5.1.16})$$

となる。次に、(5.10)式は

$$\Delta T_e = \phi_{d0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \phi_d - (\phi_{q0} \Delta i_d + i_{d0} \Delta \phi_q) \quad (\text{付5.1.17})$$

となる。

[送電線路系]

式(5.11)～(5.14)は

$$\Delta v_d - \Delta v_{sd} = R_{GS} \Delta i_d - X_{GS} \Delta i_q \quad (\text{付5.1.18})$$

$$\Delta v_q - \Delta v_{sq} = X_{GS} \Delta i_d + R_{GS} \Delta i_q \quad (\text{付5.1.19})$$

$$\Delta v_{sd} - \Delta v_{Bd} = R_{SB} \Delta i_{sBd} - X_{SB} \Delta i_{sBq} \quad (\text{付5.1.20})$$

$$\Delta v_{sq} - \Delta v_{Bq} = X_{SB} \Delta i_{sBd} + R_{SB} \Delta i_{sBq} \quad (\text{付5.1.21})$$

となる。

[無限大母線]

式(5.15)(5.16)は

$$\Delta v_{Bd} = V_B \cos \delta_{G0} \Delta \delta_G \quad (\text{付5.1.22})$$

$$\Delta v_{Bq} = -V_B \sin \delta_{G0} \Delta \delta_G \quad (\text{付5.1.23})$$

となる。

(2) SVCに対する方程式

式(5.19)～(5.20)は

$$T_{RS} P \Delta b_{s1} - T_{RS} P \Delta P_w = -\Delta b_{s1} \quad (\text{付5.1.24})$$

$$T_{PS} P \Delta b_{svc} = K_{PS} \Delta b_{s1} - \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.25})$$

となる。また、式(5.21) (5.22)は

$$\Delta i_{sBd} - \Delta i_d = -G_L \Delta v_{sd} - b_{svc0} \Delta v_{sq} - v_{sq0} \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.26})$$

$$\Delta i_{sBq} - \Delta i_q = b_{svc0} \Delta v_{sd} + v_{sd0} \Delta b_{svc} - G_L \Delta v_{sq} \quad (\text{付5.1.27})$$

さらに、(5.23) (5.24)は

$$\Delta P_{GS} = v_{sd0} \Delta i_d + i_{d0} \Delta v_{sd} + v_{sq0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta v_{sq} \quad (\text{付5.1.28})$$

$$\Delta P_{SB} = v_{sd0} \Delta i_{sBd} + i_{sBd0} \Delta v_{sd} + v_{sq0} \Delta i_{sBq} + i_{sBq0} \Delta v_{sq} \quad (\text{付5.1.29})$$

となる。なお、式(5.19), (5.20)およびそれより導出された微小量に関する式(付5.1.24), (付5.1.25)は本付録の目的である交流系統の過渡応答特性導出には使用しない。

以上の式の内、(付5.1.1)～(付5.1.8), (付5.1.15)～(付5.1.23), (付5.1.26)～(付5.1.29)を用いて Δb_{svc} に対する ΔP_{GS} , ΔP_{SB} の応答を求める。これは、本文図5.1においてSVCのサセプタンスを Δb_{svc} だけ変化した場合に ΔP_{GS} , ΔP_{SB} がどのように応答するかを示すものである。本章の研究はSVCにより電力系統の電力動揺を抑制するというものであり、 Δb_{svc} が制御対象(電力系統)への入力であり、 ΔP_{GS} , ΔP_{SB} が制御対象の出力である。

まず、(付5.1.3)(付5.1.6)より

$$(R_{fd}/X_{ad}) \Delta e_{fd} - (X_{ffd} P + R_{fd}) \Delta i_{fd} + X_{ad} P \Delta i_d = 0 \quad (\text{付5.1.30})$$

(付5.1.7)(付5.1.8)より

$$(T_{A1} p + 1) \Delta e_{fd} + K_A (T_{A2} + 1) \{ (v_{d0}/v_{G0}) \Delta v_d + (v_{q0}/v_{G0}) \Delta v_q \} = 0$$

(付5.1.31)

(付5.1.15)より

$$(1/\omega_0) p \Delta \delta_G - \Delta \omega_d = 0$$

(付5.1.32)

(付5.1.16)(付5.1.17)及び(付5.1.4)(付5.1.5)より

$$(M p + D) \Delta \omega_d + (-\phi_{q0} - X_d i_{q0}) \Delta i_d + (\phi_{d0} + X_q i_{d0}) \Delta i_q + i_{q0} X_{ad} \Delta i_{fd} = 0$$

(付5.1.33)

以上の4式すなわち，(付5.1.30)～(付5.1.33)が時間微分記号 p を含む式である。次に， p を含まない式を整理すると，(付5.1.28)(付5.1.29)より

$$i_{d0} \Delta v_{sd} + i_{q0} \Delta v_{sq} + v_{sd0} \Delta i_d + v_{sq0} \Delta i_q - \Delta P_{GS} = 0$$

(付5.1.34)

$$i_{sBd0} \Delta v_{sd} + i_{sBq0} \Delta v_{sq} + v_{sd0} \Delta i_{sBd} + v_{sq0} \Delta i_{sBq} - \Delta P_{SB} = 0$$

(付5.1.35)

(付5.1.28)(付5.1.27)より

$$\Delta i_{sBd} - \Delta i_d + G_L \Delta v_{sd} + b_{svco} \Delta v_{sq} = -v_{sq0} \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.36})$$

$$\Delta i_{sBq} - \Delta i_q - b_{svco} \Delta v_{sd} + G_L \Delta v_{sq} = -v_{sd0} \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.37})$$

(付5.1.1)(付5.1.2)に(付5.1.4)(付5.1.5)の $\Delta \phi_d$ ， $\Delta \phi_q$ を代入して

$$\Delta v_d + R_a \Delta i_d - X_q \Delta i_q = 0 \quad (\text{付5.1.38})$$

$$\Delta v_q + X_d \Delta i_d + R_a \Delta i_q - X_{ad} \Delta i_{fd} = 0 \quad (\text{付5.1.39})$$

(付5.1.18)，(付5.1.19)より

$$\Delta v_d - \Delta v_{sd} - R_{GS} \Delta i_d + X_{GS} \Delta i_q = 0 \quad (\text{付5.1.40})$$

$$\Delta v_q - \Delta v_{sq} - X_{GS} \Delta i_d - R_{GS} \Delta i_q = 0 \quad (\text{付5.1.41})$$

(付5.1.20)(付5.1.23)より Δv_{Bd} , Δv_{Bq} を消去して

$$\Delta v_{sd} - V_B \cos \delta_{G0} \Delta \delta_G - R_{SB} \Delta i_{SBd} + X_{SB} \Delta i_{SBq} = 0 \quad (\text{付5.1.42})$$

$$\Delta v_{sq} + V_B \sin \delta_{G0} \Delta \delta_G - X_{SB} \Delta i_{SBd} - R_{SB} \Delta i_{SBq} = 0 \quad (\text{付5.1.43})$$

式(付5.1.30)～(付5.1.43)の14式を行列を用いて表現すると

$$[A_s] [\Delta x] = [b] \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.44})$$

となる。これが、本文の式(5.25)となる。ここで、 $[A_s]$, $[\Delta x]$, $[b]$ はそれぞれ14行14列の微分演算子 p を含む係数行列, 14行1列の変数ベクトル, 14行1列の定数ベクトルで、その各要素は以下のようになる。

$$\left. \begin{aligned} a_{s1,11} &= X_{ad} p, & a_{s1,12} &= -(X_{ffd} p + R_{fd}), & a_{s1,13} &= R_{fd}/X_{ad} \\ a_{s2,7} &= K_A(T_{A2} + 1)(v_{d0}/v_{G0}), & a_{s2,8} &= K_A(T_{A2} + 1)(v_{q0}/v_{G0}) \\ a_{s2,1} &= T_{A1} p + 1 \\ a_{s3,3} &= -1.0, & a_{s3,4} &= (1/\omega_0) p \\ a_{s4,11} &= -(\phi_{q0} + X_d i_{q0}), & a_{s4,12} &= \phi_{d0} + X_q i_{d0}, \\ a_{s4,3} &= M p + D, & a_{s4,2} &= i_{q0} X_{ad} \\ a_{s5,9} &= i_{d0}, & a_{s5,10} &= i_{q0}, & a_{s5,11} &= v_{sd0}, \\ a_{s5,12} &= v_{sq0}, & a_{s5,5} &= -1.0 \\ a_{s6,9} &= i_{SBd0}, & a_{s6,10} &= i_{SBq0}, & a_{s6,13} &= v_{sd0}, \\ a_{s6,14} &= v_{sq0}, & a_{s6,6} &= -1.0 \\ a_{s7,9} &= -(G_L/v_{sq0}), & a_{s7,10} &= -(b_{svc0}/v_{sq0}), & a_{s7,11} &= (1.0/v_{sq0}) \\ a_{s7,13} &= -(1.0/v_{sq0}) \\ a_{s8,9} &= (b_{svc0}/v_{sd0}), & a_{s8,10} &= -(G_L/v_{sd0}), & a_{s8,12} &= (1.0/v_{sd0}) \\ a_{s8,14} &= -(1.0/v_{sd0}) \\ a_{s9,7} &= 1.0, & a_{s9,11} &= R_a, & a_{s9,12} &= -X_q \\ a_{s10,8} &= 1.0, & a_{s10,11} &= X_a, & a_{s10,12} &= R_a, & a_{s10,2} &= -X_{ad} \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}
a_{s11,7} &= 1.0, & a_{s11,9} &= -1.0, & a_{s11,11} &= -R_{Gs}, & a_{s11,12} &= X_{Gs} \\
a_{s12,8} &= 1.0, & a_{s12,10} &= -1.0, & a_{s12,11} &= -X_{Gs}, & a_{s12,12} &= -R_{Gs} \\
a_{s13,9} &= 1.0, & a_{s13,13} &= -R_{SB}, & a_{s13,14} &= X_{SB}, & a_{s13,4} &= -V_B \cos \delta_{G0} \\
a_{s14,10} &= 1.0, & a_{s14,13} &= -X_{SB}, & a_{s14,14} &= -R_{SB}, \\
a_{s14,4} &= V_B \sin \delta_{G0}
\end{aligned}$$

上記以外の要素：0

(付5.1.45)

$$[\Delta x] = [\Delta e_{fd}, \Delta i_{fd}, \Delta \omega_d, \Delta \delta_G, \Delta P_{Gs}, \Delta P_{SB}, \Delta v_d, \Delta v_q, \Delta v_{sd}, \Delta v_{sq}, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_{sBd}, \Delta i_{sBq},]^t$$

(付5.1.46)

$$[b] = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^t$$

(付5.1.47)

ここで， $[A_s]$ の逆行列 $[A_s]^{-1}$ が解析的に求められればベクトル $[x]$ は

$$[x] = [A_s]^{-1} [b] \Delta b_{svc}$$

(付5.1.48)

と求められる。 $[A_s]$ は要素の中に時間微分記号 p の一次式を含んだ行列であり，その逆行列 $[A_s]^{-1}$ は行列の性質から要素が p の有理式となる行列である。もし，各要素の有理式を解析的に求められれば，ベクトル $[x]$ の要素である ΔP_{Gs} ， ΔP_{SB} は Δb_{svc} に p に関する有理式を掛けた式で表わすことができる。しかし， $[A_s]$ は 14×14 の行列であるので，簡単に解析的に解くことはできない。そこで，次のような計算手順を用いて， ΔP_{Gs} ， ΔP_{SB} と Δb_{svc} の関係式を求めた。

(1) 行列を用いた方程式の変形

行列 $[A_s]$ の内，第14行に関連する式を用いて $a_{s1,14} \sim a_{s13,14}$ を消去する。基本的には行交換を伴う Gauss の消去法を用いるが⁽⁷⁶⁾， $[A_s]$ の要素の内，1～4行に関しては，要素が p の一次式になっているものがあり，5～14行は p を含まない定数項となっているので，別の処理を行う。予め， $[A_s]$ の第5行～第14行の内，第14列の要素の絶対値が最も大きい行を第14行と交換しておく。

第1行から第4行に関しては

$$a_{s1,j} = a_{p1,j}p + a_{c1,j} \quad (\text{付5.1.49})$$

と表わし、係数 $a_{p1,j}$ を消去する操作と $a_{c1,j}$ を消去する操作を行う。例えば、 $a_{s1,14}$ を消去する場合には、まず第14行の各要素に $-a_{p1,14}/a_{s14,14}$ を掛け、第1行の各要素の $a_{p1,j}$ に加え、新しい $a_{p1,j}$ を作る。これにより、新しい $a_{p1,14}$ は0となる。さらに、第14行の各要素に $-a_{c1,14}/a_{s14,14}$ を掛け、第1行の各要素の $a_{c1,j}$ に加え、新しい $a_{c1,j}$ を作る。これにより、新しい $a_{c1,14}$ は0となる。これら2操作を行うことにより、 $a_{s1,14}$ は0となる。ベクトル $[b]$ の要素についても

$$b_1 = b_{p1}p + b_{c1} \quad (\text{付5.1.50})$$

とにおいて、 $a_{s1,j}$ と同様の処理をする。

第5行から14行に関しては、 $a_{s1,j}$ は定数であるので、1操作でよい。例えば、 $a_{s13,14}$ を消去する場合には、14行の各要素に $-a_{s13,14}/a_{s14,14}$ を掛けて、13行の要素に加える操作を行う。この場合、ベクトル b の要素についても同じく第14行の要素に $-a_{s13,14}/a_{s14,14}$ を掛けて、第13行の要素に加える。

次に消去により変更された行列式について、第14式の例と同様、まず第13行について、第5行～第13行の中で行の交換を行い、その第13行を用いて $a_{s1,13} \sim a_{s12,13}$ を消去し、順次この消去を繰り返していくと、式(付5.1.44)は

$$\begin{array}{cc}
 1 \sim 4 & 5 \sim 14 \\
 \begin{array}{c} 1 \\ 1 \\ 4 \\ 1 \end{array} \left[\begin{array}{c|c} & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ [A_s'{}_1] & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ \hline & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ & 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0 \\ [A_s'{}_2] & \text{-----} \\ & [A_s'{}_3] \quad 0,0 \\ & 0 \end{array} \right] x = [b'] \Delta b_{syc} \quad (\text{付5.1.51})
 \end{array}$$

$$14 \left[\begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \right]$$

と変形できる。ここで $[A_s'{}_1]$ は要素が p に関する一次式となる大きさが 4×4 の行列、 $[A_s'{}_2]$ は要素が定数となる大きさが 4×10 の行列、 $[A_s'{}_3]$ は対角要素を除く右上半分の要素が0ので残りの要素が定数の大きさが 10×10 の行列である。また、 $[b']$ は1～4の要素は p についての一次式、5～14の要素が定数のベクトルである。

(2) p に関する方程式部分の抽出

(付5.1.51)の内、第1行～第4行の第5列以降の要素は0であるので、第1行から第4行の方程式は

$$(p[C]+[D])[y] = (p[f]+[g]) \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.52})$$

と表わされる。ここで、 $[C]$ 、 $[D]$ は 4×4 の定数行列、 $[y]$ は変数ベクトルで $[y] = [\Delta e_{td}, \Delta i_{td}, \Delta \omega_d, \Delta \delta_G]$ である。また、 $[f]$ 、 $[g]$ は定数ベクトルである。 $[C]$ の逆行列は数値計算で求められるので、それを $[C]^{-1}$ とし、(付5.1.52)式の両辺に左方より掛けると

$$(p[I]-[G])[y] = (p[C]^{-1}[f]+[C]^{-1}[g]) \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.53})$$

となる。ここで、 $[G] = -[C]^{-1}[D]$ であり、 $[I]$ は 4×4 の単位行列である。(付5.1.54)より、行列 $(p[I]-[G])$ の逆行列 $(p[I]-[G])^{-1}$ が求められれば、ベクトル $[y]$ が求められる。

(3) 逆行列の計算

ここで、 $(p[I]-[G])$ という形式の行列に関しては、次の定理があるので、逆行列を数値計算で求めることができる。

[定理]

$n \times n$ の正則な行列 $[A]$ に対して

$$(p[I]-[A])^{-1} = (p^{n-1}[B]_{n-1} + p^{n-2}[B]_{n-2} + \cdots + p[B]_1 + [B]_0) / (p^n + \alpha_{n-1}p^{n-1} + \cdots + \alpha_1p + \alpha_0) \quad (\text{付5.1.54})$$

と置くと、係数 $\alpha_0, \dots, \alpha_{n-1}$ と係数行列 $[B]_0, \dots, [B]_{n-1}$ は、以下のように順次決定できる。⁽²⁰⁾

$$\begin{array}{ll}
 & [B]_{n-1} = [I] \\
 \alpha_{n-1} = -\text{tr}([A]) & [B]_{n-2} = [B]_{n-1}[A] + \alpha_{n-1}[I] \\
 \alpha_{n-2} = -(1/2)\text{tr}([B]_{n-2}[A]) & [B]_{n-3} = [B]_{n-2}[A] + \alpha_{n-2}[I] \\
 \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot \\
 \alpha_k = -\{1/(n-k)\}\text{tr}([B]_k[A]) & [B]_{k-1} = [B]_k[A] + \alpha_k[I] \\
 \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot \\
 \cdot & [B]_0 = [B]_1[A] + \alpha_1[I] \\
 \alpha_0 = -(1/n)\text{tr}([B]_0[A]) & \quad \quad \quad (\text{付5.1.55})
 \end{array}$$

ここで、 $\text{tr}([A])$ は行列 $[A]$ の固有値の和である。この手順はすべて数値計算だけでよいので、電子計算機を用いて計算できる。 [定理終り]

$(p[I] - [G])^{-1}$ の各要素は分母が p の4次多項式、分子が p の3次多項式となるので、これを(付5.1.53)式の両辺に左方より掛けると、ベクトル $[y]$ の各要素すなわち、 Δe_{fd} 、 Δi_{fd} 、 $\Delta \omega_d$ 、 $\Delta \delta$ は、分母分子が p の4次多項式である有理式に、 Δb_{svc} を掛けた式で表わすことができる。この式を(付5.1.51)の第5行に代入すると、 ΔP_{Gs} も、分母分子が p の4次多項式である有理式に、 Δb_{svc} を掛けた式で表わすことができる。さらに、 ΔP_{Gs} の式も含めて第6行に代入すると、 ΔP_{sB} も分母分子が p の4次多項式である有理式に、 Δb_{svc} を掛けた式で表わすことができる。ここで、その有理式の時間微分記号 p をラプラス変換の複素数 s に置換えたものが伝達関数であるから、 ΔP_{Gs} 、 ΔP_{sB} と Δb_{svc} の関係は

$$\Delta P_{Gs} = G_{s1}(s) \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.56})$$

$$\Delta P_{sB} = G_{s2}(s) \Delta b_{svc} \quad (\text{付5.1.57})$$

$$\begin{aligned}
G_{s1}(s) &= \frac{(a_{1n4}s^4 + a_{1n3}s^3 + a_{1n2}s^2 + a_{1n1}s + a_{1n0})}{(a_{1d4}s^4 + a_{1d3}s^3 + a_{1d2}s^2 + a_{1d1}s + a_{1d0})} \\
G_{s2}(s) &= \frac{(a_{2n4}s^4 + a_{2n3}s^3 + a_{2n2}s^2 + a_{2n1}s + a_{2n0})}{(a_{2d4}s^4 + a_{2d3}s^3 + a_{2d2}s^2 + a_{2d1}s + a_{2d0})}
\end{aligned}$$

と表わすことができる。

付録 5. 2 極，零点配置と根軌跡の推定

極，零点配置と根軌跡の推定を本文の図 5. 10～12 について行う。

まず，付図 5. 2. 1 に図 5. 10 のケースの極，零点の配置を示す。 p_1, p_2 が系統の極， z_1, z_2, z_3 が系統の零点， p_3, p_4 が SVC 制御回路に関連する極， z_4 が SVC 制御回路に関連する零点である。この場合根軌跡は，

p_1 から出発する根 s_1 は左下へ移動し，実軸に至った後，左右に別れ 1 個は $-\infty$ 点へ，他方は z_2 に向かう。

p_2 から出発する根 s_3, s_4 は一度実軸上でぶつかり，一旦共役複素数となった後，再び実軸に至り，2 実根となって一方は零点 z_3 に他方は z_4 に至る。

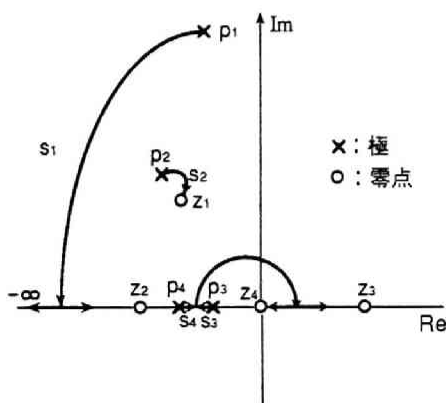
次に付図 5. 2. 2 に図 5. 11 のケースの極，零点の配置を示す。 p_3, p_4 は零点 z_2 を挟んで配置されている。この場合，

根 s_1 は左下へ移動し実軸に至った後，2 実根になり，一方は $-\infty$ に向い，他方は s_4 とぶつかり，再び共役複素数になり，再び実軸に至り 2 実根になり，一方は z_3 ，他方は z_4 に向かう。

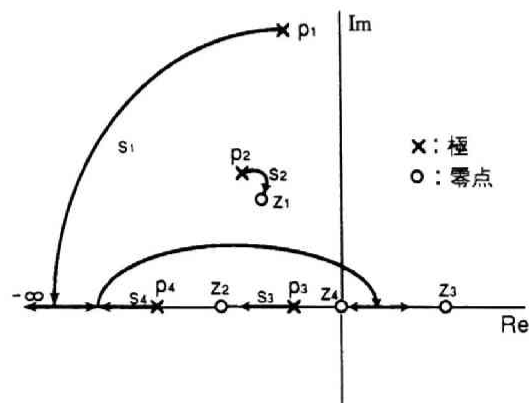
s_2 は z_1 に向かう。

s_3 は z_2 に向かう。

s_4 は s_1 とぶつかる。



付図 5.2.1 根軌跡 (図 5.10 の場合)



付図 5.2.2 根軌跡 (図 5.11 の場合)

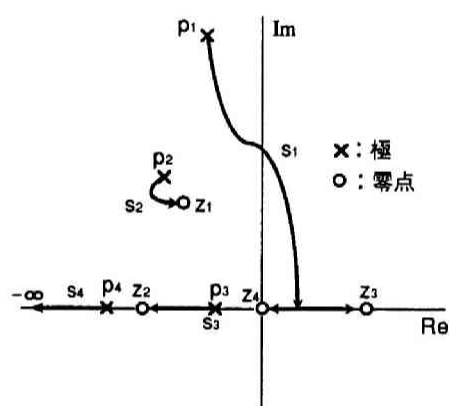
最後に、付図5.2.3に極 p_4 の位置をさらに左方にした図5.12のケースの根軌跡を示す。この場合はパターンが大きく変化している。この場合、

s_1 は右下へ移動し、虚軸を越えて零点 z_3 、 z_4 の間の実軸に至り、2実根になり一方は z_3 に他方は z_4 に向かう。

s_2 は z_1 に向かう。

s_3 は z_2 に向かう。

s_4 は $-\infty$ に向かう。



付図5.2.3 根軌跡 (図5.12の場合)

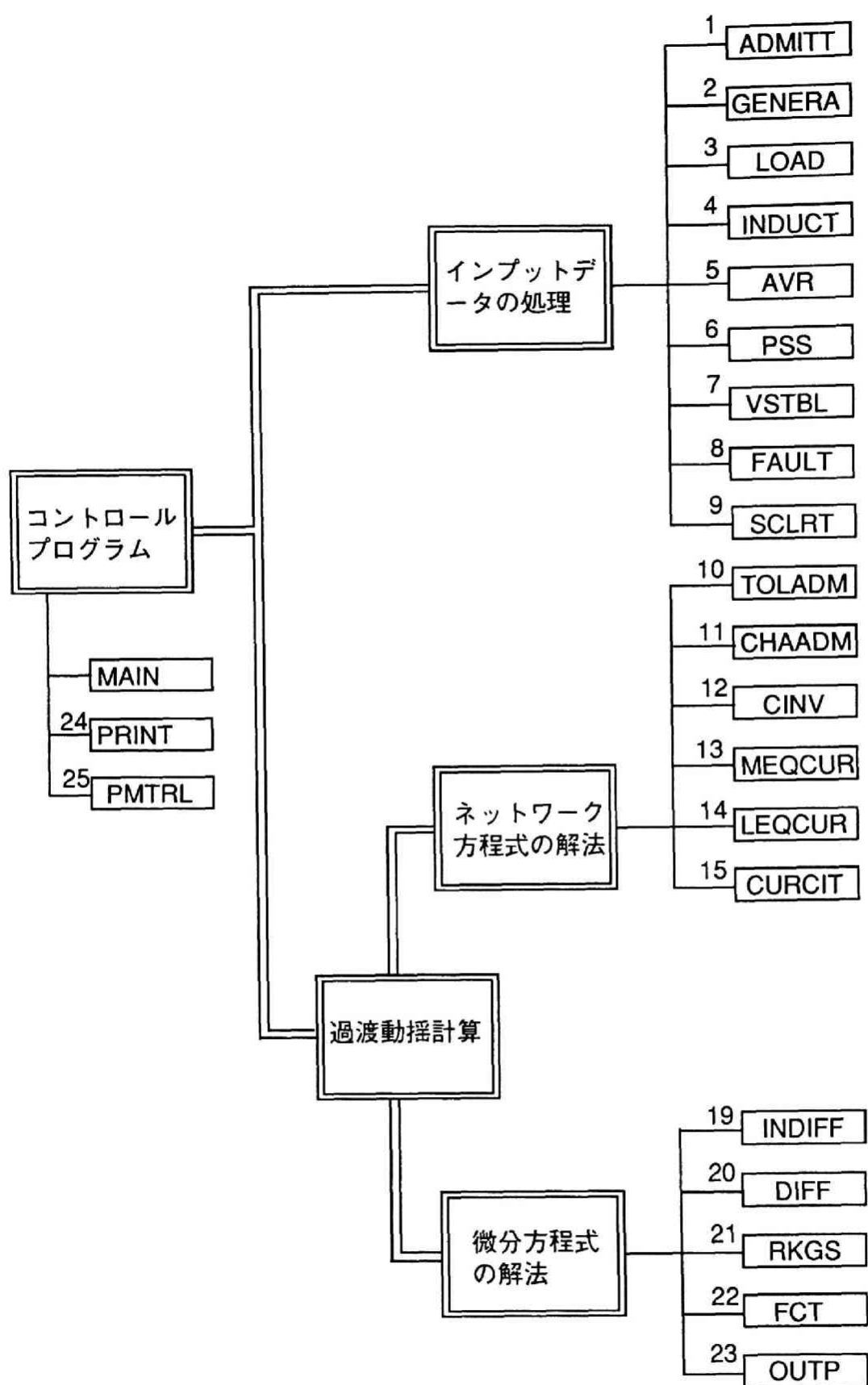
付録5. 3 電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラム⁽⁷⁷⁾

このプログラムは、電力系統の潮流および電圧、発電機の回転子位相、周波数等の時間による変化をシミュレーションするプログラムである。いわゆる平均値ベースの変数を扱うプログラムで3相平衡状態を扱い、電圧は瞬時値ではなく、各ノード電圧の実効値を変数としている。付図5. 3. 1にプログラムの構造を示す。付図5. 3. 1において、コントロールプログラムは、プログラム全体の流れを管理する機能で、その下にインプットデータの処理、過渡動揺計算の2機能がある。過渡動揺計算はさらにネットワーク方程式の解法と微分方程式の解法の2機能に分れている。過渡動揺計算は、ネットワーク方程式を解いて、ある時間の各発電機ノードの有効電力無効電力、ノード電圧等を計算し、その値を微分方程式の入力として、各発電機のその時間から Δt 秒後の発電機の各変数、回転子位相、界磁電圧等を計算し、新しい条件で再びネットワーク方程式を解いて各発電機ノードの有効電力等を計算する。この2機能すなわちネットワーク方程式の解法と微分方程式の解法を繰り返し替えて、電力系統の過渡安定度シミュレーションを実施する。なお、SVCについては、発電機と同様に扱い、ネットワーク方程式を解いてSVCノードの電圧、SVCノードに関連する潮流（有効電力）を求め、その値を入力としてSVCの制御回路の微分方程式を解き、サセプタンスを計算する。さらに、そのサセプタンスとノード電圧からSVCノードの電流を計算し、それをネットワーク方程式の入力として、繰り返し計算を行う。

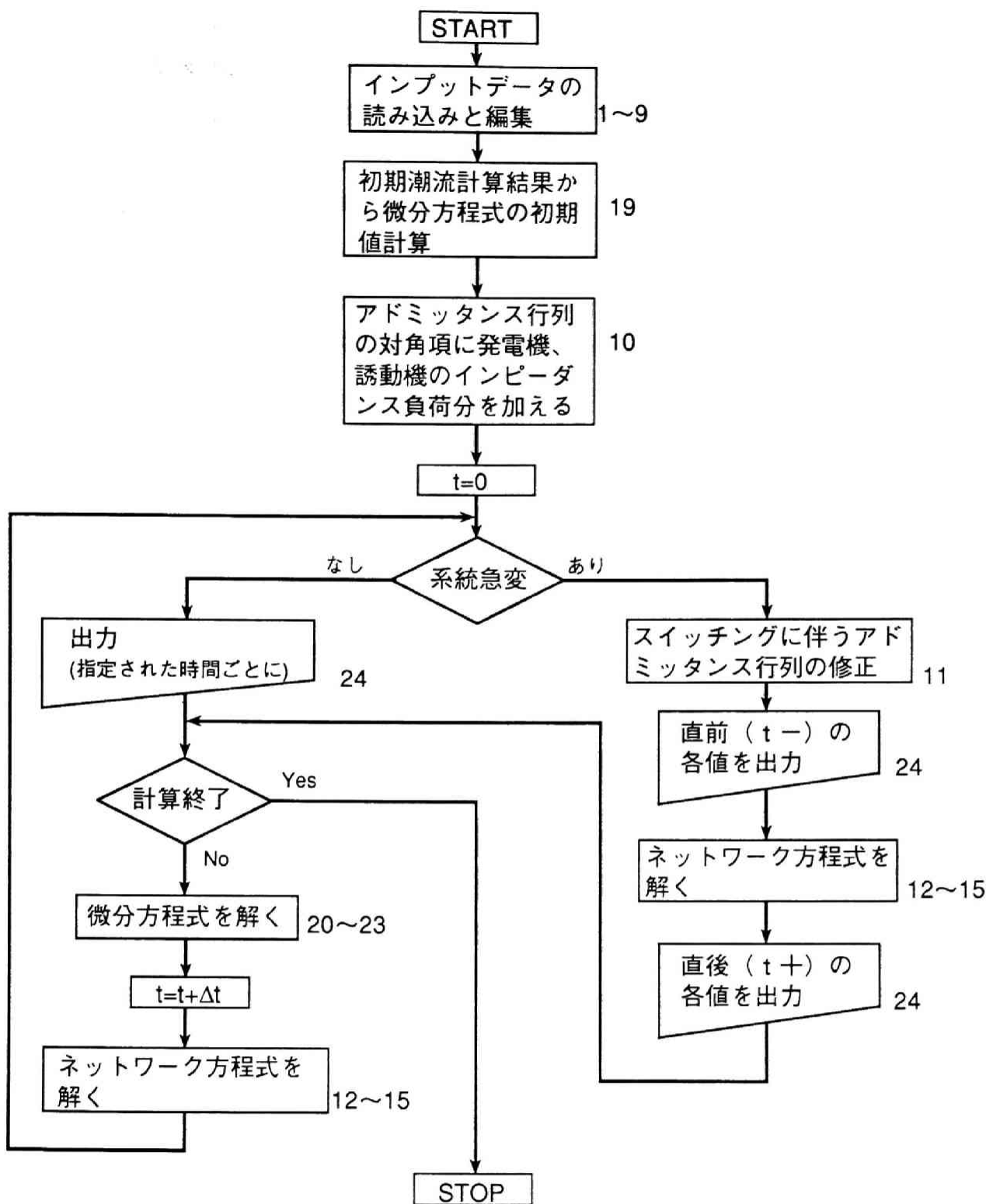
付図5. 3. 2は、プログラム全体の流れ図である。図において、プログラムが起動されると、インプットデータの読み込みと編集が行われる。インプットデータは、カードイメージである。このデータを元に、ネットワーク方程式および微分方程式の各定数を設定する。また、初期状態におけるノード電圧や潮流状態も入力する。

次に入力データを元にネットワーク方程式を解いて微分方程式の初期値を計算する。ちなみに本章図5. 7に示した計算手順の②の電力系統の定常値計算はこのネットワーク方程式を解く計算で求められる。また、アドミッタンス行列には、発電機、誘導機、及び定インピーダンス負荷の並列インピーダンス分が含まれていないので、その補正を行う。ここで、時間を $t = 0$ sとしてシミュレーション計算を開始する。系統急変の有無でプログラムの流れが制御されているが、普通は左側の機能が実行され、微分方程式とネットワーク方程式が一度ずつ解かれて、各変数の各時間での値が計算されアウトプットのところで、出力用ファイルに書き込まれていく。

系統急変すなわち、故障等により線路インピーダンスが変化したり、並列負荷が変化した場合は、ネットワーク方程式のアドミッタンス行列が変化するので、アドミッタンス行



付図 5.3.1 電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラムの構造



付図 5.3.2 電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラムの流れ図

列の変更を行い，その逆行列を求めるための繰り替えし計算を行ったのち，左側の作業に戻り，微分方程式を解く作業を続ける。一旦アドミッタンス行列の逆行列が求められれば，系統急変が再び発生するまで，その逆行列を用いてネットワーク方程式を解けるので，繰返し計算は不要である。

以上のような作業を繰り替えして時間を進め，所定の時間に達したら，シミュレーションを終了する。これが，電力系統の過渡安定度解析シミュレーションプログラムの計算手順である。

なお，プログラムで扱える系統規模を付表5.3.1に示す。

付表5.3.1

電力系統の過渡安定度解析プログラムで扱える系統規模

| 要 素 | 個 数 | | 要 素 | 個 数 |
|-------|-----|--|-------|-----|
| 母線 | 30 | | SVC | 5 |
| 線路 | 50 | | 故障設定 | 500 |
| 発電機 | 10 | | (系統急変 | |
| 誘導電動機 | 5 | | 回数) | |

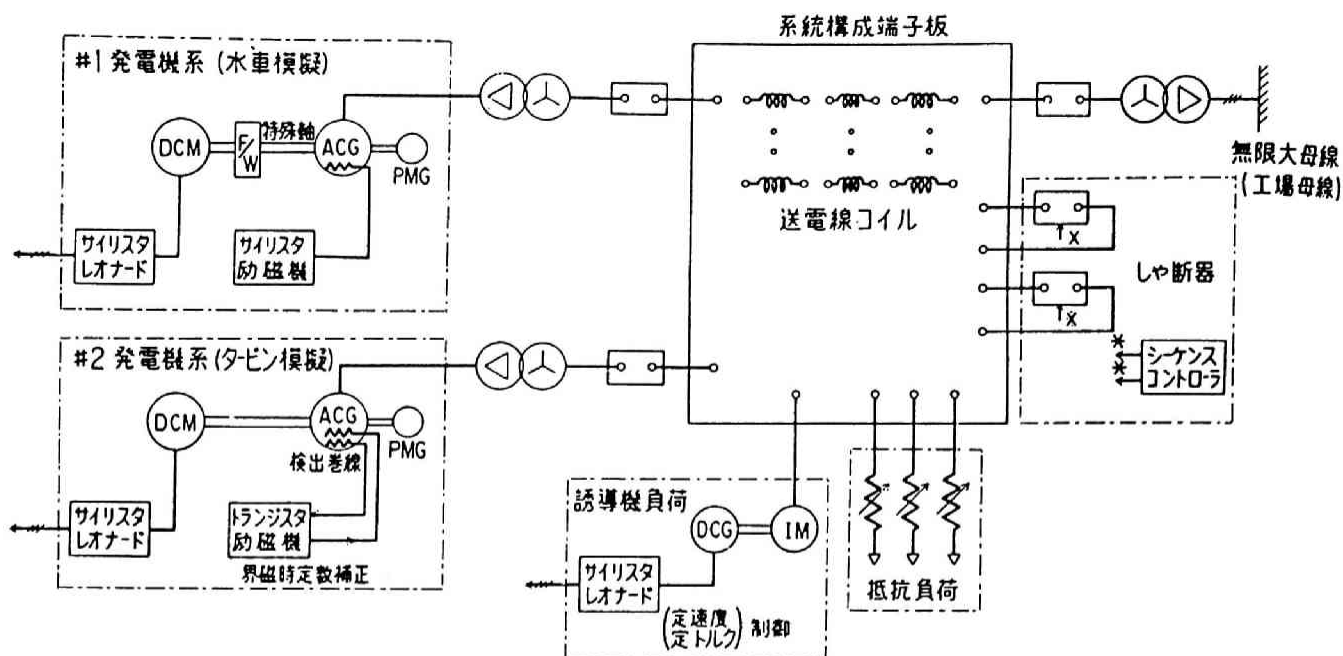
付録5. 4 電力系統シミュレータ

付図5.4.1に本論文の解析で用いた電力系統シミュレータの構成と諸元を示す。また、付図5.4.2に装置の外観を示す。これは、1977年より3年をかけて完成したもので、筆者らがシステム設計を行った。これは、大きく分けると、(1)発電機部、(2)送電線路部、(3)負荷部、(4)計装制御部に分けられる。発電機は種々の特別な設計を行っている。まず1号発電機は、発電機の軸の捻れ振動特性を模擬するため、特殊設計の軸を用いている。これは、本論文では扱っていないが、発電機の次同期振動現象(SSR)の解析とその補償装置の研究に用いられた。2号発電機では、界磁系に励磁巻線とさぐりコイル巻線を対にして巻き、さぐりコイル巻線の信号により励磁回路を制御し、発電機の等価界磁時定数を20倍近くに伸ばしている。一般に小型発電機はインダクタンスに対し抵抗値が大きくなり、実際に電力系統に用いられている大容量発電機に比べ、時定数が小さくなる。例えば、界磁時定数 T_{d0}' は100万kw級の発電機では7～8秒であるが、シミュレータに用いるような小型発電機では1秒以下である。このさぐりコイルによる補償で発電機の界磁特性を実機並にできた。

送電線路は、銅線をバームクーヘン状に巻いた送電線路コイルにより模擬している。このコイルを3枚組み合わせて3相送電線路を模擬している。各コイルの相対位置を調整し相互誘導リアクタンスも実際の送電線路と同じとなるようにしている。遮断器は電力系統制御及び故障の模擬に用いられる。この制御はシーケンスコントローラで行っている。

負荷には抵抗負荷と誘導機負荷の2種類がある。

計装制御には前述のシーケンスコントローラその他、有効無効電力計測器等がある。



| # 1 発電機 | # 2 発電機 | 誘導機負荷 | 送電線コイル |
|---|---|--|--|
| 4 KVA, 220V, 3φ, 60Hz, 12極, H=4.3sec $x_d = 0.87, x_q = 0.61$ $x'_d = 0.39, x''_d = 0.29$ $T_{d0}' = 1.9 \text{ sec}$ | 11.1KVA, 220V, 3φ 60Hz, 2極, H=4.8 sec $x_d = 1.57, x_q = 1.49$ $x'_d = 0.57, x''_d = 0.30$ $T_{d0} = 8.1 \text{ sec}$ | 7.5KVA, 220V, 3φ 60Hz, 4極 抵抗負荷 3 KW (0.15KW × 20) 3台 | 8 KVA, 220V, 3φ 60Hz, 正相リアクタンス $x_L = 0.467$ |

付図5. 4. 1 電力系統シミュレータの構成と諸元



付図5. 4. 2 電力系統シミュレータの外観

付録6 第6章の付録：

付録6. 1 系統インピーダンスを考慮した等価回路における P_G と δ_G の関係式（6. 25）の係数の導出

図6. 8において、 B_{GEN} から B_{REC} に流れる電流を \dot{I}_G とすると

$$\dot{I}_G = (\dot{V}_G - \dot{V}_R) / jX_{TTL} = (\dot{Y}_R + \dot{Y}_C)\dot{V}_R + (\dot{V}_R - \dot{V}_I) / jX_2 \quad (\text{付6.1.1})$$

となる。また、 \dot{I}_{AC} は

$$\dot{I}_{AC} = (\dot{V}_R - \dot{V}_I) / jX_2 = (\dot{Y}_I + \dot{Y}_C)\dot{V}_I + (\dot{V}_I - \dot{V}_B) / jX_B \quad (\text{付6.1.2})$$

となる。式(付6.1.1)より

$$(\dot{Y}_I + \dot{Y}_C + 1/jX_2 + 1/jX_B)\dot{V}_I = \dot{V}_R / jX_2 + \dot{V}_B / jX_B \quad (\text{付6.1.3})$$

となるので、 $\dot{Y}_1 = \dot{Y}_I + \dot{Y}_C + 1/jX_2 + 1/jX_B$ とおくと、式(付6.1.3)より

$$\dot{V}_I = (1/\dot{Y}_1) / (\dot{V}_R / jX_2 + \dot{V}_B / jX_B) \quad (\text{付6.1.4})$$

を得る。これを式(付6.1.1)に代入して整理すると

$$(\dot{Y}_R + \dot{Y}_C + 1/jX_{TTL} + 1/jX_2 + 1/X_2^2 \dot{Y}_1)\dot{V}_R = \dot{V}_G / jX_{TTL} + \dot{V}_B / jX_2 jX_B \dot{Y}_1 \quad (\text{付6.1.5})$$

となるので、 $\dot{Y}_2 = \dot{Y}_R + \dot{Y}_C + 1/jX_{TTL} + 1/jX_2 + 1/X_2^2 \dot{Y}_1$ とおくと

$$\dot{V}_R = \dot{V}_G / jX_{TTL} \dot{Y}_2 - \dot{V}_B / X_2 X_3 \dot{Y}_1 \dot{Y}_2 \quad (\text{付6.1.6})$$

を得る。

発電機の有効電力 P_G は

$$P_G = \text{Re a l} (\dot{V}_G \bar{I}_G) \quad (\text{付6.1.7})$$

と表されるので、式(付6.1.7)に式(付6.1.1)の \dot{I}_G を代入し、さらに、式(付6.1.6)の \dot{V}_R を代入して整理すると

$$P_G = \text{Real} \{ (v_G^2 \dot{Y}_2) / (X_{TTL} Y_2^2) + j \dot{V}_G \bar{V}_B \dot{Y}_1 \dot{Y}_2 / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \} \quad (\text{付6.1.8})$$

となる。ただし、 Y_1 、 Y_2 はそれぞれ \dot{Y}_1 、 \dot{Y}_2 の大きさである。ここで、 $\dot{Y}_1 = a_1 + j b_1$ 、 $\dot{Y}_2 = a_2 + j b_2$ とすると、 $\dot{Y}_1 \dot{Y}_2 = a_1 a_2 - b_1 b_2 + j(a_1 b_2 + a_2 b_1)$ 、 $Y_2 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ 、 $Y_1 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2}$ であるので

$$P_G = v_G^2 a_2 / (X_{TTL}^2 Y_2^2) + v_G V_B \{ -\cos \delta_G (a_1 b_2 + a_2 b_1) - \sin \delta_G (a_1 a_2 - b_1 b_2) \} / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \quad (\text{付6.1.9})$$

従って、式(6.25)の係数は

$$\begin{aligned} C_0 &= v_G^2 a_2 / (X_{TTL} Y_2^2) \\ C_1 &= -v_G V_B (a_1 b_2 + a_2 b_1) / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \\ C_2 &= -v_G V_B (a_1 a_2 - b_1 b_2) / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \end{aligned} \quad (\text{付6.1.10})$$

ちなみに B_{REC} の電圧 \dot{V}_R は

$$\begin{aligned} \dot{V}_R &= \dot{V}_G \bar{Y}_2 / j(X_{TTL} Y_2^2) - \dot{V}_B \bar{Y}_1 \bar{Y}_2 / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \\ &= -j V_G (\cos \delta_G + j \sin \delta_G) (a_2 - j b_2) / (X_1 Y_2^2) - \\ &\quad V_B (a_1 - j b_1) (a_2 - j b_2) / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \end{aligned} \quad (\text{付6.1.11})$$

$\dot{V}_R = a_3 + j b_3$ とすると

$$\begin{aligned} a_3 &= V_G (\sin \delta_G a_2 - \cos \delta_G b_2) / (X_{TTL} Y_2^2) - \\ &\quad V_B (a_1 a_2 - b_1 b_2) / (X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \\ b_3 &= V_G (-\cos \delta_G a_2 - \sin \delta_G b_2) / (X_{TTL} Y_2^2) - \end{aligned} \quad (\text{付6.1.12})$$

$$V_B(b_1 a_2 + a_1 b_2)/(X_2 X_B Y_1^2 Y_2^2) \quad (\text{付6.1.13})$$

となる。これより、 v_R は $v_R = \sqrt{a_3^2 + b_3^2}$ で求めることができる。

また、 B_{INV} の電圧 \dot{V}_I は式(付6.1.4)から

$$\dot{V}_I = (a_1 - j b_1) \{ b_3/X_2 - j(a_3/X_2 + V_B/X_B) \} / Y_1^2 \quad (\text{付6.1.14})$$

となる。 $\dot{V}_I = a_4 + j b_4$ とすれば

$$\begin{aligned} a_4 &= \{ a_1 b_4/X_2 - b_1(a_4/X_2 + V_B/X_B) \} / Y_1^2 \\ b_4 &= \{ -a_1(a_4/X_2 + V_B/X_B) - b_1 b_4/(-X_2) \} / Y_1^2 \end{aligned} \quad (\text{付6.1.15})$$

となる。これより、 v_I は $v_I = \sqrt{a_4^2 + b_4^2}$ で得られる。

付録6. 2 並列交流送電線路脱落時の位相差計算

本文図6. 8の等価回路より \dot{V}_G と \dot{V}_R の位相差 δ_{GR} と \dot{V}_I と \dot{V}_B の位相差 δ_{IB} を求める。

母線 B_{GEN} から母線 B_{REC} に流れる電流を I_G とすると

$$P_R + j Q_R = \dot{V}_R \bar{I}_G \quad (\text{付6.2.1})$$

$$I_G = (\dot{E}_G - \dot{V}_R) / j X_{TTL} \quad (\text{付6.2.2})$$

となる。ここで \dot{V}_G を位相基準とすると、 $\dot{V}_G = V_G$ と表される。式(付6.2.2)を式(付6.2.1)に代入すると

$$P_R + j Q_R = \dot{V}_R (V_G - \bar{V}_R) / (-j X_{TTL}) \quad (\text{付6.2.3})$$

となる。式(付6.2.3)を実部、虚部に分けて表現すると

$$P_R = (-V_{R1} V_G) / X_{TTL} \quad (\text{付6.2.4})$$

$$Q_R = \{- (V_{R1}^2 + V_{R2}^2) + V_G V_{R1}\} / X_{TTL} \quad (\text{付6.2.5})$$

となる。ここで、 $\dot{V}_R = V_{R1} + j V_{R2}$ である。

式(付6.2.4)より

$$V_{R1} = -P_R X_{TTL} / V_G \quad (\text{付6.2.6})$$

となる。また、式(付6.2.5)より

$$V_{R1}^2 - V_G V_{R1} + X_{TTL} Q_R + (P_R X_{TTL} / V_G)^2 = 0 \quad (\text{付6.2.7})$$

となる。式(付6.2.7)は V_{R1} について2次方程式になっているのでこれを解くと

$$V_{R1} = [V_G \pm \sqrt{V_G^2 - 4 \{X_{TTL} Q_R + (P_R X_{TTL} / V_G)^2\}}] / 2 \quad (\text{付6.2.8})$$

となる。この内、通常解は平方根の符号が+の場合である。これより δ_{GR} は

$$\delta_{GR} = -\tan^{-1}(V_{Ri}/V_{Rr}) \quad (\text{付6.2.9})$$

として表される。{ $\tan^{-1}(V_{Ri}/V_{Rr})$ は \dot{V}_G に対する \dot{V}_R の位相差であるので δ_{GB} はその逆符号となる。}

次に δ_{IB} を求める。交流母系統側交流送電線路を流れる電流を I_B とすると

$$P_I + jQ_I = \dot{V}_I \bar{I}_B \quad (\text{付6.2.10})$$

$$I_B = (\dot{V}_I - \dot{V}_B) / (jX_B) \quad (\text{付6.2.11})$$

となる。ここで \dot{V}_B を位相基準とすると、 $\dot{V}_B = V_B$ と表される。式(付6.2.11)を式(付6.2.10)に代入すると

$$P_I + jQ_I = \dot{V}_I (\bar{V}_I - V_B) / (-jX_B) \quad (\text{付6.2.12})$$

となる。式(付6.2.12)を実部、虚部に分けて表現すると

$$P_I = (V_{Ir} V_B) / X_B \quad (\text{付6.2.13})$$

$$Q_I = \{ (V_{Ir}^2 + V_{Ii}^2) - V_{Ir} V_B \} / X_B \quad (\text{付6.2.14})$$

となる。ここで $\dot{V}_I = V_{Ir} + jV_{Ii}$ とする。

δ_{GR} と同じ手順で V_{Ir} , V_{Ii} を解くと

$$\begin{aligned} V_{Ir} &= [V_B + \sqrt{V_B^2 - 4\{(P_I X_B / V_B)^2 - X_B Q_I\}}] / 2 \\ V_{Ii} &= P_I X_B / V_B \end{aligned} \quad (\text{付6.2.15})$$

となる。これより

$$\delta_{IB} = \tan^{-1}(V_{Ii} / V_{Ir}) \quad (\text{付6.2.16})$$

となる。

